



PCT

特許協力条約に基づいて公開された国際出願

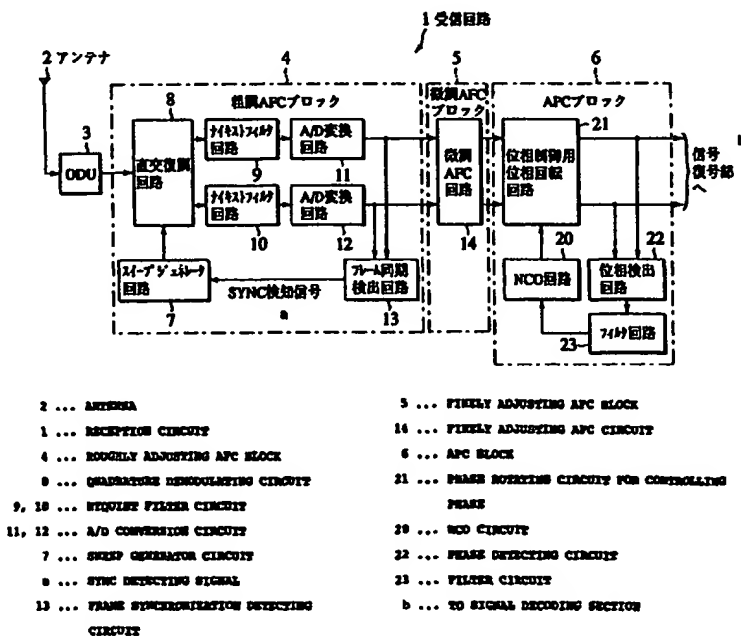
(51) 国際特許分類6 H04L 27/22, H04N 5/455		A1	(11) 国際公開番号 WO99/14914
		(43) 国際公開日 1999年3月25日(25.03.99)	
(21) 国際出願番号 PCT/JP98/04206		(22) 国際出願日 1998年9月18日(18.09.98)	
(30) 優先権データ 特願平9/253979 1997年9月18日(18.09.97)		JP	
(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) 日本放送協会(NIPPON HOSO KYOKAI)[JP/JP] 〒150-8001 東京都渋谷区神南二丁目2番1号 Tokyo, (JP)		(74) 代理人 弁理士 三好秀和(MIYOSHI, Hidekazu) 〒105-0001 東京都港区虎ノ門1丁目2番3号 虎ノ門第1ビル9F Tokyo, (JP)	
(72) 発明者 ; および (75) 発明者 / 出願人 (米国についてのみ) 渋谷一彦(SHIBUYA, Kazuhiko)[JP/JP] 熊田純二(KUMADA, Junji)[JP/JP] 岩館祐一(IWADATE, Yuichi)[JP/JP] 濱住啓之(HAMAZUMI, Hiroyuki)[JP/JP] 野本俊裕(NOMOTO, Toshihiro)[JP/JP] 高野好一(TAKANO, Kouichi)[JP/JP] 斉藤知弘(SAITO, Tomohiro)[JP/JP] 田中祥次(TANAKA, Shoji)[JP/JP]		(81) 指定国 CN, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).	
		添付公開書類 国際調査報告書 補正書	

(54)Title: AFC CIRCUIT, CARRIER REPRODUCING CIRCUIT, AND RECEIVER

(54)発明の名称 AFC回路、キャリア再生回路および受信装置

(57) Abstract

A carrier reproducing circuit which can stably reproduce carriers even when the CN ratio is low by measuring the phase of a signal by only using such a period that the multi-valued number is few and controlling a VCO or NCO (numerically controlled oscillator). At the time of reproducing the carriers, the occurrence of a pseudo-synchronous phenomenon is avoided in such a way that rough AFC is performed by inserting SYNC which is modulated with an already known pattern and has a relatively short length into modulated waves and the oscillation frequency of the VCO or NCO is swept over a wide range, and then, the sweeping is stopped at a frequency at which the SYNC is received. In addition, the period of a few multi-valued number having a certain degree of length is provided in the modulated waves and the difference between the frequency of received modulated signals and that of the local oscillation signal of the VCO or NCO in the period is determined, and then, the frequency difference is analyzed by using the phase differential function method, autocorrelation function method, or count method, etc., and the VCO or NCO is controlled based on the results of the analysis.



(57)要約

多値化数の少ない期間のみを使って信号の位相を測定し、VCOまたはNCO（数値制御発振器）を制御することで、低CN比時においても安定したキャリア再生を行なおうとすることが前提である。このとき、擬似同期現象は次のようにして回避する。すなわち、変調波中に既知のパターンで変調された比較的長さが短いSYNCを入れ、広い範囲でVCOまたはNCOの発振周波数をスイープさせ、SYNCが受信できた周波数でスイープを停止させることで、粗調AFCを行なう。また、変調波中に、ある程度の長さを持つ多値化数が少ない期間を設け、この期間内で、受信した変調信号の周波数と、VCOまたはNCOの局部発振信号の周波数との差を求め、位相微分関数方式、自己相関関数方式、またはカウント方式などで、周波数差を解析し、この解析結果に基づいて、VCOまたはNCOを制御する。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE アラブ首長国連邦	ES スペイン	LI リヒテンシュタイン	SG シンガポール
AL アルバニア	FI フィンランド	LK スリ・ランカ	SI スロヴェニア
AM アルメニア	FR フランス	LR リベリア	SK スロヴァキア
AT オーストリア	GA ガボン	LS レソト	SL シェラ・レオネ
AU オーストラリア	GB 英国	LT リトアニア	SN セネガル
AZ アゼルバイジャン	GD グレナダ	LU ルクセンブルグ	SZ スワジランド
BA ボスニア・ヘルツェゴビナ	GE グルジア	LV ラトヴィア	TD チャード
BB バルバドス	GH ガーナ	MC モナコ	TG トーゴ
BE ベルギー	GM ガンビア	MD モルドヴァ	TJ タジキスタン
BF ブルキナ・ファソ	GN ギニア	MG マダガスカル	TM トルクメニスタン
BG ブルガリア	GW ギニア・ビサウ	MK マケドニア	TR トルコ
BJ ベナン	GR ギリシャ	共和国	TT トリニダード・トバゴ
BR ブラジル	HR クロアチア	ML マリ	UA ウクライナ
BY ベラルーシ	HU ハンガリー	MN モンゴル	UG ウガンダ
CA カナダ	ID インドネシア	MR モリタニア	US 米国
CF 中央アフリカ	IE アイルランド	MW マラウイ	UZ ウズベキスタン
CG コンゴ	IL イスラエル	MX メキシコ	VN ヴィエトナム
CH スイス	IN インド	NE ニジェール	YU ユーゴスラビア
CI コートジボアール	IS アイスランド	NL オランダ	ZA 南アフリカ共和国
CM カメルーン	IT イタリア	NO ノールウェー	ZW ジンバブエ
CN 中国	JP 日本	NZ ニュー・ジーランド	
CU キューバ	KE ケニア	PL ポーランド	
CY キプロス	KG キルギスタン	PT ポルトガル	
CZ チェコ	KP 北朝鮮	RO ルーマニア	
DE ドイツ	KR 韓国	RU ロシア	
DK デンマーク	KZ カザフスタン	SD スーダン	
EE エストニア	LC セントルシア	SE スウェーデン	

明 細 書

A F C 回路、キャリア再生回路および受信装置

5 技術分野

本発明は、衛星デジタルテレビジョン放送などで使用される A F C 回路、キャリア再生回路および受信装置に係わり、特に低 C N 比時でも、キャリアを確実に再生する A F C 回路、キャリア再生回路および受信装置に関する。

〔発明の概要〕

衛星を使用したデジタル伝送では、降雨減衰などによる C N 比の劣化を考慮し、多値化数の異なる変調方式を時分割で適応的に伝送し、低 C N 比時においても、ある
15 程度のデータ伝送を可能とするような階層化伝送方式が考案されている。このような伝送方式では、低 C N 比時において多値化数が多い変調波の期間から、キャリア再生に必要な基準信号を得ることが極めて困難であるため、通常
20 のキャリア再生方法である、連続的にキャリア再生を行なうキャリア再生方法を使用することができない。

そこで、本発明は、低 C N 比時でも、ある程度の C N 比の基準キャリア信号を得ることが可能な多値化数の少ない、例えば B P S K 変調方式や Q P S K 変調方式で変調された変調信号期間を周期的に配置し、間欠的に位相、
25 周波数誤差情報を取り出すことで、キャリア再生を実現

- 2 -

しようとするものである。さらに、間欠的に位相誤差信号を観測する方法では、ある一定周期の周波数で、同等の位相誤差信号が得られるため、本来のキャリア周波数とは異なった周波数に見かけ上、同期してしまう、いわゆる擬似同期現象が発生する。この現象を回避するために、一定期間に多値化数の少ない、例えば B P S K 変調方式や Q P S K 変調方式で変調された変調信号を設定し、擬似同期状態では、受信信号位相が一定方向に回転することを利用し、本来のキャリア周波数との差の周波数を観測することにより、V C O（電圧制御発振器）などを制御し、本来の周波数に同期させることができるようにするものである。また、多値化数の少ない変調期間において、観測される信号の統計的な性質を用いて、擬似同期状態の検出および所望の周波数への同期を可能にするものである。

背景技術

従来、多値化数の多い変調信号を連続的に伝送する方式または多値化数を時分割で変化させる伝送方式では、連続的にキャリア再生を行なうと、C N 比が低下したとき、多値化数の多い変調期間で、安定したキャリア再生信号を得ることができなくなってしまうことから、たとえば多値化数の少ない変調信号が存在しても、安定的に復調することが困難であった。

さらに、このような変調信号に対して、多値化数の少

ない期間のみを使用して間欠的にキャリア再生を行なう方式では、間欠的に位相を観測することによって生じる擬似同期の問題があることから、広い周波数引き込み範囲を実現することができない。このため、周波数変換部を含む伝送系において、非常に高い周波数安定精度が要求されるため、受信装置が高価なものになってしまう。

これらのことから、多値化数が異なる変調信号を時分割で伝送する方式では、従来のキャリア再生方式を用いた場合、C/N比が低いとき、キャリア再生が困難になってしまう。

そこで、多値化数の少ない期間のみで位相を測定し、VCOまたはNCO（数値制御発振器）を制御する方式も考えられるが、間欠的に位相を観測することに起因する擬似同期現象のため、広い周波数引き込み範囲を実現することができないという問題があった。

本発明は上記の事情に鑑みて為されたものであり、入力信号中に含まれるキャリア再生に供することが可能な基準信号または多値化数の少ない変調信号期間が短いときにも、また入力信号にノイズが混入しているときにも、擬似同期などが発生しないようにしながら、前記入力信号に周波数同期したキャリア信号を再生することができるAFC回路を提供することを目的としている。

また、多値化数の異なる変調信号を時分割で伝送し、これを受信再生する際、C/N比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期

を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生することができるキャリア再生回路を提供することを目的としている。

更に、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信再生する際、C/N比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生し、デジタル変調信号に含まれている情報を再生することができる受信装置を提供することを目的としている。

発明の開示

上記の目的を達成するため、請求の範囲第1項に記載のAFC回路によれば、2つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出結果に基づき、前記各入力信号間の周波数差をゼロにするAFC回路において、入力信号間の位相差を検出し、この位相差またはこの位相差の時間微分値に基づき、周波数補正信号を生成する周波数差検出部と、この周波数差検出部から出力される周波数補正信号に基づき、前記入力信号の位相を回転させて、前記入力信号間の周波数差をゼロにする周波数差補正部とを備えたことを特徴としている。

このように請求の範囲第1項においては、2つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出結果に基づき、前

記各入力信号間の周波数差をゼロにする A F C 回路において、周波数差検出部によって、入力信号間の位相差を検出し、この位相差またはこの位相差の時間微分値に基づき、周波数補正信号を生成するとともに、この周波数
5 差検出部から出力される周波数補正信号に基づき、周波数差補正部によって、前記入力信号の位相を回転させて、前記入力信号間の周波数差をゼロにすることにより、入力信号中に含まれるキャリア再生に供することが可能な基準信号または多値化数の少ない変調信号期間が短いと
10 きにも、また入力信号にノイズが混入しているときにも、擬似同期などが発生しないようにしながら、前記入力信号に同期したキャリア信号を再生する。

請求の範囲第 2 項に記載の A F C 回路によれば、2 つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出結果に基づ
15 き、前記各入力信号間の周波数差をゼロにする A F C 回路において、前記入力信号間の位相差を検出し、この位相差の時間変化波形の自己相関係数を演算する相関演算部と、この相関演算部によって得られる自己相関係数波形のピーク数をカウントし、このカウント結果に基づき、
20 前記入力信号の位相を回転させて、前記入力信号間の周波数差をゼロにする周波数差補正部とを備えたことを特徴としている。

このように請求の範囲第 2 項においては、2 つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出結果に基づき、前
25 記各入力信号間の周波数差をゼロにする A F C 回路にお

いて、相関演算部によって、前記入力信号間の位相差を検出し、この位相差の自己相関係数を演算するとともに、周波数差補正部によって、前記相関演算部で得られる自己相関係数波形のピーク数をカウントし、このカウント結果に基づき、前記入力信号の位相を回転させて、前記入力信号間の周波数差をゼロにすることにより、入力信号中に含まれるキャリア再生に供することが可能な基準信号または多値化数の少ない変調信号期間が短いときにも、また入力信号にノイズが混入しているときにも、擬似同期などが発生しないようにしながら、前記入力信号に同期したキャリア信号を再生する。

請求の範囲第3項に記載のAFC回路によれば、2つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出結果に基づき、前記各入力信号間の周波数差をゼロにするAFC回路において、前記入力信号間の位相差を検出し、この位相差の時間変化波形の自己相関係数を演算する相関演算部と、この相関演算部によって得られる自己相関係数波形に現れる周期的波形の平均周期を求め、この平均周期に基づき、前記入力信号の位相を回転させて、前記入力信号間の周波数差をゼロにする周波数差補正部とを備えたことを特徴としている。

このように請求の範囲第3項においては、2つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出結果に基づき、前記各入力信号間の周波数差をゼロにするAFC回路において、相関演算部によって、前記入力信号間の位相差を

検出し、この位相差の自己相関係数を演算するとともに、周波数差補正部によって、前記相関演算部で得られる自己相関係数の波形に現れる周期波形の平均周期を求め、この平均周期に基づき、前記入力信号の位相を回転させて、前記入力信号間の周波数差をゼロにすることにより、
5 入力信号中に含まれるキャリア再生に供することが可能な基準信号または多値化数の少ない変調信号期間が短いときにも、また入力信号にノイズが混入しているときにも、擬似同期などが発生しないようにしながら、前記入力
10 信号に同期したキャリア信号を再生する。

請求の範囲第4項に記載のAFC回路によれば、2つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出結果に基づき、前記各入力信号間の周波数差をゼロにするAFC回路において、前記入力信号間の位相差を検出し、この位
15 相差に基づき、各信号点が位相面のどの領域に含まれているかを判定する領域判定部と、この領域判定部の判定結果を各位相毎、および設定した周波数に対応する回転速度で回転する判定領域毎にカウントし、このカウント結果に基づき、前記入力信号の位相を回転させて、前記
20 入力信号間の周波数差をゼロにする周波数差補正部とを備えたことを特徴としている。

このように請求の範囲第4項においては、2つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出結果に基づき、前記各入力信号間の周波数差をゼロにするAFC回路にお
25 いて、領域判定部によって、前記入力信号間の位相差を

検出し、この位相差に基づき、各信号点が位相面のどの領域に含まれているかを判定するとともに、周波数差補正部によって、前記領域判定部の判定結果を各位相毎、および設定した周波数に対応する回転速度で回転する判定領域毎にカウントし、このカウント結果に基づき、前記入力信号の位相を回転させて、前記入力信号間の周波数差をゼロにすることにより、入力信号の同期期間が短いときにも、また入力信号にノイズが混入しているときにも、擬似同期などが発生しないようにしながら、前記入力信号に同期したキャリア信号を再生する。

請求の範囲第5項に記載のキャリア再生回路によれば、受信信号を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号よりキャリア信号を再生するキャリア再生回路において、再生キャリア信号によって受信信号を直交復調して得られた前記I軸側信号、前記Q軸側信号より再生キャリア信号と受信信号の位相差を検出し、この位相差またはこの位相差の微分値に基づき、周波数補正信号を生成する周波数差検出部と、この周波数差検出部から出力される周波数補正信号に基づき、前記再生キャリア信号の周波数を制御し、前記受信信号と前記再生キャリア信号との間の周波数差をゼロにする周波数差補正部とを備えたことを特徴としている。

このように請求の範囲第5項においては、受信信号を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号よりキャリア信号を再生するキャリ

ア再生回路において、周波数差検出部によって、再生キャリア信号で受信信号を直交復調して得られた前記 I 軸側信号、前記 Q 軸側信号より再生キャリア信号と受信信号の位相差を検出し、この位相差またはこの位相差の時間微分値に基づき、周波数補正信号を生成するとともに、この周波数差検出部から出力される周波数補正信号に基づき、周波数差補正部によって、前記再生キャリア信号の周波数を制御し、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数差をゼロにすることにより、多値化数の異なる変調信号を時分割で伝送し、これを受信する際、C/N 比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生する。

請求の範囲第 6 項に記載のキャリア再生回路によれば、受信信号を直交復調して得られる I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号よりキャリア信号を再生するキャリア再生回路において、再生キャリア信号によって受信信号を直交復調して得られた前記 I 軸側信号、前記 Q 軸側信号より再生キャリア信号と受信信号の位相差を検出し、この位相差の自己相関係数を演算する相関演算部と、この相関演算部によって得られる自己相関係数波形のピークをカウントし、このカウント結果に基づき、前記再生キャリア信号の周波数を制御し、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数差をゼロにする

周波数差補正部とを備えたことを特徴としている。

このように請求の範囲第6項においては、受信信号を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号よりキャリア信号を再生するキャリア再生回路において、再生キャリア信号で受信信号を復調して得られた前記I軸側信号、前記Q軸側信号より再生キャリア信号と受信信号の位相差を検出し、相関演算部によって、この位相差の自己相関係数を演算するとともに、周波数差補正部によって、前記相関演算部で得られる自己相関係数波形に現れるピークをカウントし、このカウント結果に基づき、前記再生キャリア信号の周波数を制御し、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数差をゼロにすることにより、多値化数の異なる変調信号を時分割で伝送し、これを受信する際、C/N比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生する。

請求の範囲第7項に記載のキャリア再生回路によれば、受信信号を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号よりキャリア信号を再生するキャリア再生回路において、再生キャリア信号によって受信信号を直交復調して得られた前記I軸側ベースバンド信号、前記Q軸側ベースバンド信号より再生キャリア信号と受信信号の位相差を検出し、この位相差の自己相関係数を演算する相関演算部と、この相関演算部に

よって得られる自己相関係数波形に現れる周期的波形の平均周期を求め、この平均周期に基づき、前記再生キャリア信号の周波数を制御して、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数差をゼロにする周波数差補正部
5 とを備えたことを特徴としている。

このように請求の範囲第7項においては、受信信号を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号よりキャリア信号を再生するキャリア再生回路において、再生キャリア信号で受信信号を復
10 調して得られた前記I軸側ベースバンド信号、前記Q軸側ベースバンド信号より再生キャリア信号と受信信号の位相差を検出し、相関演算部によって、この位相差の自己相関係数を演算するとともに、周波数差補正部によって、前記相関演算部で得られる自己相関係数波形に現れ
15 る周期的波形の平均周期を求め、この平均周期に基づき、前記再生キャリア信号の周波数を制御して、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数差をゼロにすることにより、多値化数の異なる変調信号を時分割で伝送し、これを受信する際、C/N比が低いときでも、間欠的に得
20 られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生する。

請求の範囲第8項に記載のキャリア再生回路によれば、受信信号を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信
25 号と、Q軸側ベースバンド信号よりキャリア信号を再生

するキャリア再生回路において、再生キャリア信号によって受信信号を直交復調して得られた前記 I 軸側信号、前記 Q 軸側信号より再生キャリア信号と受信信号の位相差を検出し、この位相差に基づき、各信号点が位相面のどの領域に含まれているかを判定する領域判定部と、この領域判定部の判定結果を各位相毎、および設定した周波数に対応する回転速度で回転する判定領域毎にカウントし、このカウント結果に基づき、前記再生キャリア信号の周波数および位相を制御し、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数差および位相差をゼロにする周波数差／位相差補正部とを備えたことを特徴としている。

このように請求の範囲第 8 項においては、受信信号を直交復調して得られる I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号よりキャリア信号を再生するキャリア再生回路において、領域判定部によって、再生キャリア信号で受信信号を直交復調して得られた前記 I 軸側信号、前記 Q 軸側信号より再生キャリア信号と受信信号の間の位相差を検出し、この位相差に基づき、各信号点が位相面のどの領域に含まれているかを判定するとともに、周波数差補正部によって、前記領域判定部の判定結果を各位相毎、および設定した周波数に対応する回転速度で回転する判定領域毎にカウントし、このカウント結果に基づき、前記再生キャリア信号の周波数および位相を制御し、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数

差および位相差をゼロにすることにより、多値化数の異なる変調信号を時分割で伝送し、これを受信する際、C/N比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生する。

請求の範囲第9項に記載の受信装置によれば、受信信号を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とに基づき、キャリア信号を再生するとともに、前記I軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とを復号して情報を再生する受信装置において、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信し、このデジタル変調信号の前記基準信号期間または前記デジタル変調信号期間において得られる位相、周波数誤差情報を用いて、キャリア同期を確立することを特徴としている。

このように請求の範囲第9項においては、受信信号を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とに基づき、キャリア信号を再生するとともに、前記I軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とを復号して情報を再生する受信装置において、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信し、このデジタル変調信号

の前記基準信号期間または前記デジタル変調信号期間によって得られる位相、周波数誤差情報を用いて、キャリア同期を確立することにより、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信する
5 際、C/N比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生し、デジタル変調信号に含まれている情報を再生
10 する。

請求の範囲第10項に記載の受信装置によれば、受信信号を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とに基づき、キャリア信号を再生するとともに、前記I軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とを復号して情報を再生する受信装置
15 において、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信し、このデジタル変調信号の前記基準信号期間または前記デジタル変調信号期間によって得られる、再生キャリア周波数と受信信号の
20 キャリア周波数との差を検出し、この検出結果に基づき、AFC機能または擬似同期防止機能の少なくともいずれか一方の機能を実現することを特徴としている。

このように請求の範囲第10項においては、受信信号
25 を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信号と、Q

軸側ベースバンド信号とに基づき、キャリア信号を再生するとともに、前記 I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号とを復号して情報を再生する受信装置において、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信し、このデジタル変調信号の前記基準信号期間または前記デジタル変調信号期間によって得られる、再生キャリア周波数と受信信号のキャリア周波数との差を検出し、この検出結果に基づき、A F C 機能または擬似同期防止機能の少なくともいずれか一方の機能を実現することにより、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信する際、C N 比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生し、デジタル変調信号に含まれている情報を再生する。

請求の範囲第 11 項に記載の受信装置によれば、請求の範囲第 10 項に記載の受信装置において、周波数非同期状態になっているとき、受信信号の基準信号期間または多値化数の少ない変調信号期間の位相変化を観測して得られる位相の時間微分値または変化の 1 次傾斜から得られる離調周波数情報に基づき、再生キャリア周波数を制御することを特徴としている。

このように請求の範囲第 11 項においては、請求の範囲第 10 項に記載の受信装置において、周波数非同期状態になっているとき、受信信号の基準信号期間または多値化数の少ない変調信号期間の位相変化を観測して得られる位相の時間微分値または変化の 1 次傾斜から得られる離調周波数情報に基づき、再生キャリア周波数を制御することにより、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信する際、C/N 比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生し、デジタル変調信号に含まれている情報を再生する。

請求の範囲第 12 項に記載の受信装置によれば、請求の範囲第 10 項に記載の受信装置において、周波数非同期状態になっているとき、受信信号の基準信号期間または多値化数の少ない変調信号期間の位相変化を観測して得られる位相変化曲線における自己相関係数波形の周期性に基づき、離調周波数を推定し、この推定動作で得られる離調周波数情報に基づき、再生キャリア周波数を制御することを特徴としている。

このように請求の範囲第 12 項においては、請求の範囲第 10 項に記載の受信装置において、周波数非同期状態になっているとき、受信信号の基準信号期間または多値化数の少ない変調信号期間の位相変化を観測して得ら

れる位相変化曲線における自己相関係数波形の周期性に基づき、離調周波数を推定し、この推定動作で得られる離調周波数情報に基づき、再生キャリア周波数を制御することにより、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信する際、C/N比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生し、デジタル変調信号に含まれている情報を再生する。

請求の範囲第13項に記載の受信装置によれば、請求の範囲第12項に記載の受信装置において、再生キャリア周波数を予め低い周波数に設定して、所望の周波数に対する自己相関係数波形に現われる波形の周波数または相関ピークの数にオフセットを与え、所望の周波数より低い離調周波数を推定することを可能とすることを特徴としている。

このように請求の範囲第13項においては、請求の範囲第12項に記載の受信装置において、再生キャリア周波数を予め低い周波数に設定して、所望の周波数に対する自己相関係数波形に現われる波形の周波数または相関ピークの数にオフセットを与え、所望の周波数より低い離調周波数を推定することを可能とすることにより、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタ

ル変調信号を受信する際、C/N比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いて広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生し、デジタル変調信号に含まれている情報を再生する。

5 請求の範囲第14項に記載の受信回路によれば、請求の範囲第12項に記載の受信装置において、多値化数の少ない変調期間における信号の位相点の統計的な性質に基づき、キャリア同期確立の有無を検出し、この検出結果に基づき、周波数変換を行なうのに使用される局部発振器の発振周波数スweepを停止させることを特徴とし
10 ている。

このように請求の範囲第14項においては、請求の範囲第12項に記載の受信装置において、多値化数の少ない変調期間における信号の位相点の統計的な性質に基づき、キャリア同期確立の有無を検出し、この検出結果に基づき、周波数変換を行なうのに使用される局部発振器の発振周波数スweepを停止させることにより、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信する際、C/N比が低いときでも、間欠的に
15 得られる位相、周波数誤差情報を用いて広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生し、デジタル変調信号に含まれている情報を再生する。

請求の範囲第15項に記載の受信装置によれば、受信
25 信号を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信号と、

Q 軸側ベースバンド信号とに基づき、キャリア信号を再生するとともに、前記 I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号とを復号して情報を再生する受信装置において、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信して受信信号を得る受信部と、再生キャリア信号によって前記受信信号を直交復調して得られた前記 I 軸側ベースバンド信号、前記 Q 軸側ベースバンド信号より再生キャリア信号と受信信号との位相差を検出し、この位相差に基づき、各信号点が位相面のどの領域に含まれているかを判定する領域判定部と、この領域判定部の判定結果を各位相毎、および設定した周波数に対応する回転速度で回転する判定領域毎にカウントし、このカウント結果に基づき、前記再生キャリア信号の周波数を制御し、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数差および位相差をゼロにする周波数差／位相差補正部と、を有するキャリア再生回路を具備して A F C 機能または擬似同期防止機能の少なくともいずれか一方の機能を実現することを特徴としている。

20 このように請求の範囲第 15 項においては、受信信号を直交復調して得られる I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号とに基づき、キャリア信号を再生するとともに、前記 I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号とを復号して情報を再生する受信装置

25 において、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信

号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信して受信信号を得る受信部と、再生キャリア信号によって前記受信信号を復調して得られた前記 I 軸側ベースバンド信号、前記 Q 軸側ベースバンド信号より再生キャリア信号と受信信号との位相差を検出し、この位相差に基づき、各信号点が位相面のどの領域に含まれているかを判定する領域判定部と、この領域判定部の判定結果を各位相毎、および設定した周波数に対応する回転速度で回転する判定領域毎にカウントし、このカウント結果に基づき、前記再生キャリア信号の周波数を制御し、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数差および位相差をゼロにする周波数差／位相差補正部と、を有するキャリア再生回路を具備して A F C 機能または擬似同期防止機能の少なくともいずれか一方の機能を実現することにより、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信する際、C N 比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生し、デジタル変調信号に含まれている情報を再生する。

図面の簡単な説明

25 図 1 は、本発明による A F C 回路、キャリア再生回路

および受信装置の一実施の形態で使用されるデジタル伝送信号のフォーマット例を示す模式図である。

図 2 は、本発明による A F C 回路、キャリア再生回路および受信装置の一実施の形態で使用される受信回路の一例を示すブロック図である。

図 3 は、図 1 に示す微調 A F C 回路の具体的な回路構成例を示すブロック図である。

図 4 は、図 3 に示す微調 A F C 回路に入力される B P S K 信号の位相と、各象限との関係例を示す模式図である。

図 5 は、図 3 に示す位相検出回路から出力される位相誤差信号の一例を示す波形図である。

図 6 は、本発明で使用する搬送波位相 / 周波数周期検出回路の一例を示すブロック図である。

図 7 は、図 6 に示す計測領域設定回路に入力される I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の位相と、計測領域との関係例を示す模式図である。

図 8 は、図 2 に示す微調 A F C 回路として使用される他の微調 A F C 回路のうち、自己相関関数方式の微調 A F C 回路の一例を示すブロック図である。

図 9 は、図 2 に示す微調 A F C 回路として使用される他の微調 A F C 回路のうち、自己相関関数方式の微調 A F C 回路の他の一例を示すブロック図である。

図 10 A - C は、図 2 に示す微調 A F C 回路として使用される他の微調 A F C 回路のうち、カウント方式の微

調 A F C 回路の基本原理例を示す模式図である。

図 1 1 は、図 2 に示す微調 A F C 回路として使用される他の微調 A F C 回路のうち、カウント方式の微調 A F C 回路の一例を示すブロック図である。

- 5 図 1 2 は、図 2 に示す微調 A F C 回路として使用される他の微調 A F C 回路のうち、自己相関関数方式の微調 A F C 回路のさらに他の一例を示すブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

10 《発明の基本説明》

まず、本発明による A F C 回路、キャリア再生回路および受信装置の詳細な説明に先だって、本発明による A F C 回路、キャリア再生回路および受信装置の基本原理について説明する。

- 15 一般的に、多値化数が異なる変調信号を時分割で伝送する伝送方法では、従来のキャリア再生方式を用いると、低 C N 比時にキャリア再生が困難であることから、本発明では、次に述べるようにして、キャリア再生を行なう。

- すなわち、本発明による A F C 回路、キャリア再生回路および受信装置では、多値化数の少ない期間のみを使って信号の位相を測定し、V C O または N C O (数値制御発振器) を制御することで、低 C N 比時においても安定したキャリア再生を行なおうとするものである。しかしながら、この場合、受信する変調信号と、再生したキ
25 ャリア信号との位相差を間欠的に測定することから、擬

似同期現象が発生してしまうことがあり、引き込み範囲を広くすることができない。

そこで、変調波中に既知のパターンで変調された比較的長さが短い S Y N C を入れ、広い範囲、例えば 2 M H z の範囲で V C O または N C O の発振周波数をスweepさせ、S Y N C が受信できた周波数でスweepを停止させることで、粗調 A F C を行なうとともに、変調波中に、ある程度の長さを持つ多値化数が少ない期間（例えば B P S K 信号区間）を設け、この期間内で、受信した変調信号の周波数と、V C O または N C O の局部発振信号の周波数との差（周波数差）を求め、位相微分関数方式、自己相関関数方式、またはカウント方式などで、周波数差を解析し、この解析結果に基づいて、V C O または N C O を制御することにより、広い周波数引き込み範囲を持つ A F C 機能を実現し、低 C N 比時においても、広帯域な引き込み特性で、擬似同期現象が発生しないようしながら、正確なキャリア信号を再生する。

《 発 明 の 実 施 の 形 態 》

図 1 は上述した基本原理を使用した本発明による A F C 回路、キャリア再生回路および受信装置の一実施の形態で使用されるデジタル伝送信号のフォーマット例を示す模式図である。

この図に示すデジタル伝送信号では、先頭のブロックを除いて多値化信号期間である信号 D とキャリア位同期用に供する B P S K 信号期間である信号 C で構成され

る 1 ブロックを複数集めて 1 フレームを構成する。

1 ブロックのシンボル数を、例えば 196 シンボルとし、これら各ブロックのうち、1 つ目のブロックでは、先頭の、例えば 20 シンボルが UW (ユニークワード) で BPSK 変調された SYNC (同期信号) であり、この SYNC に続く 176 ($196 - 20 = 176$) シンボルが伝送すべき情報であって、BPSK 変調されたものである。

また、2 つ目以降の各ブロックでは、先頭のシンボルから、例えば 192 シンボルまでは、伝送すべき情報であって QPSK 変調または 8PSK 変調されたものであり、最後の 4 シンボルが伝送すべき情報であって、位相同期用として、BPSK 変調されたものである。

図 2 は、上述したデジタル伝送信号を受信する、本発明による AFC 回路、キャリア再生回路および受信装置の一実施の形態で使用する受信回路の一例を示すブロック図である。

この図に示す受信回路 1 は、図 1 に示すフォーマットのデジタル伝送信号を受信するアンテナ 2 と、このアンテナ 2 によって受信されたデジタル変調信号を周波数変換して IF 信号を生成する ODU 3 と、この ODU 3 から出力される IF 信号を直交復調して同相軸 (以下、I 軸という) 側ベースバンド信号と直交軸 (以下、Q 軸という) 側ベースバンド信号とを生成しながら、I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号に含まれる 1

ブロック目の S Y N C を検出するために、例えば 2 M H z の範囲で低い周波数側からスイープを行なう粗調 A F C ブロック 4 と、この粗調 A F C ブロック 4 から出力される I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号
5 に含まれる 1 ブロック目の S Y N C およびそれに続く 1 7 6 シンボルの B P S K 信号の期間を用いて観測される位相の変化より離調周波数を検出し微調キャリア信号を再生する微調 A F C ブロック 5 と、この微調 A F C ブロック 5 から出力される I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側
10 ベースバンド信号の各ブロック毎の B P S K 信号期間を使用して、これら I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の微小な周波数ずれおよび位相誤差を検出、制御する A P C ブロック 6 とを備えている。

そして、アンテナ 2 によってデジタル伝送信号が受信
15 され、O D U 3 から I F 信号が出力されているとき、粗調 A F C ブロック 4 によって、I F 信号を直交復調して I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号とを生成しながら、前記 I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号に含まれる 1 ブロック目の S Y N C を
20 検出するために、例えば 2 M H z の範囲で低い周波数側からスイープを行なって、I F 信号の粗調キャリア信号を再生するとともに、微調 A F C ブロック 5 によって前記 I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号に含まれる 1 ブロック目の S Y N C およびそれに続く 1 7
25 6 シンボルの B P S K 信号より離調周波数を検出し、こ

れら I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の微調キャリア信号を再生する。そして、A P C ブロック 6 によって微調 A F C ブロック 5 から出力される I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の各ブロック毎の B P S K 信号に基づき、再生キャリア信号の位相を調整して、これら I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の位相を制御し、これによって得られた周波数ずれ、位相ずれが無い I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号を信号復号部（図示は省略する）に供給する。

粗調 A F C ブロック 4 は、V C O または N C O などの可変周波数発振器を有し、S Y N C 検知信号が入力されていない場合には、V C O または N C O の発振周波数を、例えば 2 M H z の範囲で、低い周波数側からスweepさせながら、局部発振信号を生成し、S Y N C 検知信号が入力された時点で、スweepを停止させるスweepジェネレータ回路 7 と、このスweepジェネレータ回路 7 から出力される局部発振信号を使用して、O D U 3 から出力される I F 信号を直交復調し、I 軸側ベースバンド信号と Q 軸側ベースバンド信号とを生成する直交復調回路 8 と、この直交復調回路 8 から出力される I 軸側ベースバンド信号に対し、ナイキスト特性を与えてイメージ除去や波形整形などを行なうナイキストフィルタ回路 9 と、このナイキストフィルタ回路 9 から出力される I 軸側ベースバンド信号を A / D 変換して、デジタル化された I

軸側ベースバンド信号を生成するA/D変換回路11と、
直交復調回路8から出力されるQ軸側ベースバンド信号
に対し、ナイキスト特性を与えてイメージ除去や波形整
形などを行なうナイキストフィルタ回路10と、このナ
5 イキストフィルタ回路10から出力されるQ軸側ベース
バンド信号をA/D変換して、デジタル化されたQ軸側
ベースバンド信号を生成するA/D変換回路12と、こ
れらの各A/D変換回路11、12から出力されるI軸
側ベースバンド信号とQ軸側ベースバンド信号とに含ま
10 れているデータと予め登録されているユニークワード

(デジタル伝送信号のSYNCに使用されているユニーク
ワードと同じユニークワード)とを比較し、ユニーク
ワードと一致するデータを検出したとき、1ブロック目
にあるSYNCを検出したことを示すSYNC検知信号
15 を生成し、これをスイープジェネレータ回路7に供給す
るフレーム同期検出回路13とを備えている。

そして、受信回路1の電源が投入された直後などのよ
うに、デジタル伝送信号のキャリアを再生していない、
非同期状態にあるときには、例えば2MHzの範囲で、
20 発振周波数を低い周波数側からスイープさせ、このスイ
ープ動作で生成された局部発振信号に基づき、ODU3
から出力されるIF信号を直交復調させて、I軸側ベー
スバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とを生成させ
るとともに、これらI軸側ベースバンド信号、Q軸側ベ
25 ースバンド信号にナイキスト特性を与えて、イメージ除

去や波形整形などを行なった後、デジタル化して、微調 A F C ブロック 5 に供給する。また、この動作と並行し、デジタル化された I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号より得られるデータがユニークワードと一致したとき、1 フレーム目にある S Y N C を検出したことを示す S Y N C 検知信号を生成し、このときの発振周波数を固定し、この発振周波数の局部発振信号を粗調キャリア信号として使用して、I F 信号の直交復調動作、ナイキストフィルタ特性付与動作、A / D 変換動作を継続し、これによって得られたデジタル化された I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号とを微調 A F C ブロック 5 に供給する。

この際、この受信回路 1 で受信されるデジタル伝送信号では、S Y N C が既知のパターン（ユニークワード）で B P S K 変調されていることから、低 C N 比時においても、ある程度の周波数幅の中であれば、キャリア同期が確立されていなくても、S Y N C を検出することが可能であり、この S Y N C の検出を基準として、ある程度の周波数誤差の範囲内で、キャリア同期を確立させることができる。

また、微調 A F C ブロック 5 は、粗調 A F C ブロック 4 から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信号と Q 軸側ベースバンド信号とに基づき、これら I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の周波数を微調整する微調 A F C 回路 1 4 を備えており、粗調 A

F C ブロック 4 から出力される I 軸側ベースバンド信号、
Q 軸側ベースバンド信号に含まれる 1 ブロック目の S Y
N C およびそれに続く 1 7 6 シンボルの B P S K 信号よ
り離調周波数を検出し、これら I 軸側ベースバンド信号、
5 Q 軸側ベースバンド信号の微調キャリア信号を再生しな
がら、I 軸側ベースバンド信号の周波数と、Q 軸側ベー
スバンド信号の周波数とを微調整して、周波数ずれをほ
ぼゼロにした状態で、A P C ブロック 6 に供給する。

この場合、微調 A F C 回路 1 4 は、図 3 に示す如く、
10 入力されている周波数差信号に応じて発振周波数を変更、
固定する N C O 回路 1 5 と、この N C O 回路 1 5 から出
力される局部発振信号に基づき、粗調 A F C ブロック 4
から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信
号の位相、Q 軸側ベースバンド信号の位相を回転させ、
15 複素周波数変換を行う位相回転回路 1 6 と、この位相回
転回路 1 6 から出力される I 軸側ベースバンド信号の振
幅と Q 軸側ベースバンド信号の振幅とのアークタンジェ
ントを演算して、位相差信号を生成する位相検出回路 1
7 と、この位相検出回路 1 7 から出力される位相差信号
20 を微分して、周波数差信号を生成する微分回路 1 8 と、
この微分回路 1 8 から出力される周波数差信号に含まれ
ている雑音や不要な高域成分を除去した後、N C O 回路
1 5 に供給して、この N C O 回路 1 5 から出力される局
部発振信号の周波数を制御するフィルタ回路 1 9 とを備
25 えている。

そして、最初、局部発振信号を微調キャリア信号として使用して、粗調 A F C ブロック 4 から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の位相を回転させ、周波数調整済み I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号とを A P C ブ
5 ロック 6 に供給しながら、周波数調整済み I 軸側ベースバンド信号の振幅と、Q 軸側ベースバンド信号の振幅とのアークタンジェントを演算して、位相差信号を生成した後、この位相差信号を微分して、周波数差信号を生成
10 し、この周波数差信号の値がゼロになるように、局部発振信号の周波数を調整し、周波数差信号の値がゼロになるようにする。

この際、この受信回路 1 で受信されるデジタル伝送信号では、図 4 に示す如く 1 ブロックに含まれている B P
15 S K 信号が、信号位相点を 0 または 1 8 0 度にして伝送する方式であることから、第 2 象限と、第 3 象限とを 1 8 0 度、回転させて、第 2 象限を第 4 象限に重ねるとともに、第 3 象限を第 1 象限に重ねて考えれば、変調による不確定性を排除することができる。この場合、デジタル
20 ル伝送信号を生成するときに使用したキャリア信号と、受信回路 1 側で再生したキャリア信号との間に、周波数差があると（キャリア周波数に離調があると）、この座標系で、観測される位相誤差信号の値が時間と共に増加して、例えば図 5 に示すような波形の位相誤差信号（位
25 相差信号）が観測される。そして、この位相誤差信号の

傾斜、すなわち時間微分値が周波数に比例することから、この傾斜を観測することで、離調周波数を検出し、粗調 A F C ブロック 4 から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号がある程度
5 度の周波数偏差を含んでいても、この I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の周波数偏差をゼロにすることができる。

また、A P C ブロック 6 は、微小な周波数誤差、位相誤差を除くのに必要な局部発振信号を生成するとともに、
10 入力されている位相誤差信号の値に応じて発振周波数を変更、固定する N C O 回路 2 0 と、この N C O 回路 2 0 から出力される局部発振信号に基づき、微調 A F C ブロック 5 から出力される、周波数偏差がほぼゼロにされた I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の位
15 相を回転させる位相制御用位相回転回路 2 1 と、この位相制御用位相回転回路 2 1 から出力される位相調整済み I 軸側ベースバンド信号に含まれる各ブロック毎の B P S K 信号の振幅と位相調整済み Q 軸側ベースバンド信号に含まれる各ブロック毎の B P S K 信号の振幅とのアー
20 クタンジェントを演算して、位相誤差信号を生成する位相検出回路 2 2 と、この位相検出回路 2 2 から出力される位相誤差信号に含まれているノイズなどを除去した後、N C O 回路 2 0 に供給して、この N C O 回路 2 0 から出力される局部発振信号の周波数および位相を制御するフ
25 イルタ回路 2 3 とを備えている。

そして、微調 A F C ブロック 5 から出力される、周波数偏差がほぼゼロにされた I 軸側ベースバンド信号に含まれる各ブロック毎の B P S K 信号の振幅と、Q 軸側ベースバンド信号に含まれる各ブロック毎の B P S K 信号の振幅のアークタンジェントを演算して、位相誤差信号を生成した後、この位相誤差信号のノイズ成分を除去するとともに、この位相誤差信号の値がゼロになるように、局発振信号を生成して、前記微調 A F C ブロック 5 から出力される、周波数偏差がほぼゼロにされた I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の位相を回転させ、位相誤差信号の値がゼロになるように、局発振信号の位相および周波数を調整しながら、微調 A F C ブロック 5 から出力される、周波数偏差がほぼゼロにされた I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の位相を調整して、位相調整済みの I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号を信号復号部に供給する。

これにより、微調 A F C ブロック 5 から出力される I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号が微小な周波数誤差を含んでいても、これを検出して、僅かな周波数誤差、僅かな位相誤差を補正し、完全なキャリア同期を確立させる。

また、必要に応じて、粗調 A F C ブロック 4 の各出力端子、微調 A F C ブロック 5 の各出力端子、または A P C ブロック 6 の各出力端子に、図 6 に示す搬送波位相 / 周波数同期検出回路 2 4 が接続されて、キャリアがロッ

クされているかどうかチェックされる。

この図に示す搬送波位相／周波数同期検出回路 24 は、粗調 A F C ブロック 4、微調 A F C ブロック 5、A P C ブロック 6 のいずれかから出力される I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号に含まれている B P S K 変調区間中のパルス信号のうち、図 7 の斜線で示す位相面における計測領域内にあるパルス信号を抽出する計測領域設定回路 25 と、この計測領域設定回路 25 から出力されるパルス信号をカウントするカウンタ回路 26 と、B P S K 変調区間中のシンボル数を示すシンボルクロック信号の数をカウントするカウンタ回路 27 と、このカウンタ回路 27 のカウント結果を分母とし、前記カウンタ回路 26 のカウント結果を分子として、これらの比を演算し、B P S K 変調区間中のデータが正しく受信されている情報となる除算結果を求める除算回路 28 と、予め設定されている周波数／位相同期判定用のしきい値を出力するしきい値設定回路 29 と、このしきい値設定回路 29 から出力されるしきい値と除算回路 28 から出力される除算結果とを比較し、この比較結果に基づき、計測領域設定回路 25 に入力されている I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号に周波数誤差があるかどうかを判定し、この判定結果に基づき、位相／周波数同期検出信号を生成する比較回路 30 とを備えている。

そして、計測領域設定回路 25 の入力端子が粗調 A F C ブロック 4 の各出力端子、微調 A F C ブロック 5 の各

出力端子、A P C ブロック 6 の各出力端子のいずれかに
接続され、これら粗調 A F C ブロック 4、微調 A F C ブ
ロック 5、A P C ブロック 6 のいずれかから I 軸側ベー
スバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号が出力されてい
5 るとき、この I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバ
ンド信号に含まれている B P S K 変調区間中のパルス信
号のうち、計測領域内にあるパルス信号を抽出し、この
パルス信号の数をカウントする一方、B P S K 変調区間
中のシンボル数をカウントし、これらの各カウント動作
10 で得られた各カウント結果の比と、予め設定されている
しきい値との関係に基づき、計測領域設定回路 2 5 に入
力されている I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバ
ンド信号に周波数および位相誤差があるかどうかを判定
し、この判定結果に基づき、位相 / 周波数同期検出信号
15 を生成する。

この際、計測領域設定回路 2 5 に入力されている I 軸
側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号に周波数
誤差があり、この I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベー
スバンド信号の位相が回転していれば、B P S K 変調区
20 間中のパルス信号が図 7 に示す計測領域内に存在する確
率と、計測領域外に存在する確率とがほぼ同じになり、
除算回路 2 8 から出力される除算結果がほぼ 0 . 5 にな
ることから、キャリア同期が確立されていないと判断さ
れる。また、計測領域設定回路 2 5 に入力されている I
25 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号のキャ

リア同期が確立されて、この I 軸側ベースバンド信号、
Q 軸側ベースバンド信号の位相がほぼ 0 度または 180
度に固定されていれば、BPSK 変調区間中のパルス信
号が図 7 に示す計測領域内に存在する確率が 100% に
5 になるとともに、計測領域外に存在する確率がほぼ 0% に
なり、除算回路 28 から出力される除算結果がほぼ 1.
0 になることから、キャリア同期が確立していると判断
される。

このように、この実施の形態では、アンテナ 2 によっ
10 てデジタル伝送信号を受信し、ODU 3 から IF 信号が
出力されているとき、粗調 AFC ブロック 4 によって、
IF 信号を直交復調して I 軸側ベースバンド信号と Q 軸
側ベースバンド信号とを生成しながら、I 軸側ベースバ
ンド信号、Q 軸側ベースバンド信号に含まれる 1 ブロッ
15 ク目の SYNC に対し、例えば 2 MHz の範囲で低い周
波数側からスイープを行なって、IF 信号の粗調キャリ
ア信号を再生するとともに、微調 AFC ブロック 5 によ
って I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号
に含まれる 1 ブロック目の SYNC およびそれに続く 1
20 76 シンボルの BPSK 信号の期間を利用し I 軸側ベー
スバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号に含まれる離調
周波数を検出し、これら I 軸側ベースバンド信号、Q 軸
側ベースバンド信号の微調キャリア信号を再生し、さら
に APC ブロック 6 によって微調 AFC ブロック 5 から
25 出力される I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバン

ド信号の各ブロック毎のBPSK信号に基づき、再生キャリア信号の位相誤差を検出して、これらI軸側ベースバンド信号、Q軸側ベースバンド信号の位相を制御し、これによって得られたI軸側ベースバンド信号、Q軸側
5 ベースバンド信号を信号復号部に供給するようにしている
るので、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号
期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設
けたデジタル変調信号を受信する際、C/N比が低いとき
でも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いて
10 キャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込
み範囲で、安定的にキャリア信号を再生して、デジタル
変調信号に含まれている情報を再生することができる。

そして、低C/N比時においても、広帯域な周波数引き
込み特性を有するキャリア再生を実現することができる
15 ことから、デジタル衛星放送などにおいて、多少の周波
数ドリフトや位相雑音があるものの、安価な周波数変換
器の使用を可能にして、受信装置のコストを大幅に低減
させることができる。

《他の実施の形態》

20 また、上述した実施の形態では、微調AFC回路14
として、図3に示す微分関数方式を使用した回路を使用
し、これによってハードウェア構成を簡単にするよう
にしているが、このような微分関数方式以外の方式、例
えば自己相関関数方式、またはカウント方式などで、周
25 波数差を解析し、この解析結果に基づいて、VCOまたは

NCOを制御することにより、AFC機能を実現するようにしても良い。

この場合、微調AFC回路14として、自己相関関数方式の微調AFC回路を使用するときには、例えば図8
5 に示す微調AFC回路31、または図9に示す微調AFC回路32などを使用する。

図8に示す微調AFC回路31は、最初、例えば500kHz程度低い周波数の局部発振信号を生成するとともに、入力されている周波数差信号に応じて発振周波数
10 を変更、固定するNCO回路33と、このNCO回路33から出力される局部発振信号に基づき、粗調AFCブロック4から出力されるデジタル化されたI軸側ベースバンド信号、Q軸側ベースバンド信号の位相を回転させる位相回転回路34と、この位相回転回路34から出力
15 される位相調整済みI軸側ベースバンド信号の振幅とQ軸側ベースバンド信号の振幅とのアークタンジェントを演算して、位相差信号を生成する位相検出回路35と、この位相検出回路35から出力される位相差信号の自己相関を求めて相関係数信号を生成する相関演算回路36
20 と、この相関演算回路36から出力される相関係数信号をフレーム間加算によるアベレージ積分方式などの時系列加算方式などを使用して、何フレームか積分し、雑音の影響を軽減する積分回路37と、この積分回路37から出力される相関係数信号波形の相関ピークの数のカウ
25 ントし、このカウント結果に基づき、周波数差信号を生

成し、NCO回路33から出力される局部発振信号の周波数を制御するカウンタ回路38とを備えている。

そして、最初、例えば500kHz程度低い周波数の局部発振信号を微調キャリア信号として使用して、粗調
5 AFCブロック4から出力されるデジタル化されたI軸側ベースバンド信号、Q軸側ベースバンド信号の位相を回転させ、位相調整済みI軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とをAPCブロック6に供給しながら、位相調整済みI軸側ベースバンド信号の振幅と、
10 Q軸側ベースバンド信号の振幅とのアークタンジェントを演算して、位相差信号を生成した後、この位相差信号の自己相関を求めて、相関係数信号を生成するとともに、この相関係数信号波形の相関ピークの数のカウントして、周波数差信号を生成し、この周波数差信号の値がゼロに
15 なるように、局部発振信号の周波数を調整し、周波数差信号の値がゼロになった時点で、局部発振信号の周波数を固定する。

このようにしても、デジタル伝送信号を生成する際に使用したキャリア信号と、受信回路1側で再生したキャリア信号との間に、周波数差があると（キャリア周波数に離調があると）、図4に示す座標系で、観測される位相誤差信号（位相差信号）の値が時間と共に変化して、
20 図5に示すような波形の位相誤差信号が観測され、この位相誤差信号の自己相関係数波形に現れる相関ピークの数
25 数が周波数差に比例することから、位相誤差信号の自己

相関係数信号を観測することで、離調周波数を検出し、粗調 A F C ブロック 4 から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号とがある程度の周波数偏差を含んでいても、これら I 軸側
5 ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の周波数偏差をゼロにすることができる。

また、図 9 に示す微調 A F C 回路 3 2 は、最初、例えば 5 0 0 k H z 程度低い周波数の局部発振信号を生成するとともに、入力されている周波数差信号に応じて発振
10 周波数を変更、固定する N C O 回路 3 9 と、この N C O 回路 3 9 から出力される局部発振信号に基づき、粗調 A F C ブロック 4 から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の位相を回転させる位相回転回路 4 0 と、この位相回転回路 4 0 から
15 ら出力される位相調整済み I 軸側ベースバンド信号の振幅と Q 軸側ベースバンド信号の振幅とのアークタンジェントを演算して、位相差信号を生成する位相検出回路 4 1 と、この位相検出回路 4 1 から出力される位相差信号の自己相関を求めて相関係数信号を生成する相関演算回
20 路 4 2 と、この相関演算回路 4 2 から出力される相関係数信号をフレーム間加算によるアベレージ積分方式などの時系列加算方式などを使用して、何フレームか積分し、雑音の影響を軽減する積分回路 4 3 と、この積分回路 4 3 から出力される相関係数信号に現れる周期波形の平均
25 周期を求め、この平均周期に基づき、周波数差信号を生

成し、N C O 回路 3 9 から出力される局部発振信号の周波数を制御する平均周期検出回路 4 4 とを備えている。

そして、最初、例えば 5 0 0 k H z 程度低い周波数の局部発振信号を微調キャリア信号として使用して、粗調
5 A F C ブロック 4 から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の位相を回転させ、位相調整済み I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号とを A P C ブロック 6 に供給しながら、位相調整済み I 軸側ベースバンド信号の振幅と、
10 位相調整済み Q 軸側ベースバンド信号の振幅とのアークタンジェントを演算して、位相差信号を生成した後、この位相差信号の自己相関を求めて、相関係数信号を生成するとともに、この相関係数信号に現れる周期波形の平均周期を求めて、周波数差信号を生成し、この周波数差
15 信号の値がゼロになるように、局部発振信号の周波数を調整し、周波数差信号の値がゼロになった時点で、局部発振信号の周波数を固定する。

このようにしても、図 8 に示す微調 A F C 回路 3 1 と同様に、デジタル伝送信号を生成する際に使用したキャリア信号と、受信回路 1 側で再生したキャリア信号との
20 間に、周波数差があると（キャリア周波数に離調があると）、図 4 に示す座標系で、観測される位相誤差信号の値が時間と共に変化して、例えば図 5 に示すような波形の位相誤差信号が観測され、この位相誤差信号の自己相
25 関係数信号に現れる周期波形の周期が周波数差に逆比例

することから、この相関係数信号を観測することで、離調周波数を検出し、粗調 A F C ブロック 4 から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号とがある程度の周波数偏差を含んでいても、これら I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の周波数偏差をゼロにすることができる。

また、このような自己相関関数を使用することにより、受信したデジタル伝送信号の C N 比がさらに低い場合にも、安定的に正確な微調キャリア信号を再生することができる。

また、カウント方式を使用した微調 A F C 回路では、次に述べる基本原理を使用して、周波数差を解析し、この解析結果に基づいて、V C O または N C O を制御し、広い周波数引き込み範囲を持つ A F C 機能を実現する。

まず、デジタル伝送信号中に含まれる B P S K 信号の周波数および位相と、再生キャリア信号の周波数および位相とが同期していれば、信号にノイズが含まれていても、図 1 0 A の斜線で示す位相面における計測領域で、大部分の信号が観測される。

一方、再生キャリア信号の周波数がずれている場合には、信号点が時間と共に回転していく。この際、デジタル伝送信号中に含まれる B P S K 信号のキャリア周波数に比べて、受信回路 1 側で再生されたキャリア信号の周波数が低いときには、図 1 0 B に示すように、時間の経過とともに、斜線で示す計測領域を反時計回りに回転さ

せれば、観測する期間に入力された各信号のうち、大部分の信号をカウントすることができる。また逆に、デジタル伝送信号中に含まれる B P S K 信号のキャリア周波数に比べて、受信回路 1 側で再生されたキャリア信号の周波数が高いときには、図 1 0 C に示すように、時間の経過とともに、斜線で示す計測領域を時計回りに回転させれば、観測する期間に入力された各信号のうち、大部分の信号をカウントすることができる。このとき、計測領域の回転速度と周波数ずれの量とを一致させると、カウント動作によって得られるカウント値が最大値になることから、複数の回転角度、回転速度で、計測領域を回転させながら、入力された信号が計測領域内に存在するかどうかを観測することにより、周波数ずれ量を検出することができる。

図 1 1 はこのような基本原理を使用したカウント方式の微調 A F C 回路の具体的な回路構成例を示すブロック図である。

この図に示す微調 A F C 回路 4 5 は、入力されている周波数差信号に応じて発振周波数を変更、固定する N C O 回路 4 6 と、この N C O 回路 4 6 から出力される局部発振信号に基づき、粗調 A F C ブロック 4 から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の位相を回転させる位相回転回路 4 7 と、この位相回転回路 4 7 から出力される位相調整済み I 軸側ベースバンド信号の振幅と Q 軸側ベースバンド信号の

振幅とのアークタンジェントを演算して、位相差信号を生成する位相検出回路 48 と、デジタル伝送信号中に含まれるシンボル数などをカウントして計測領域を回転させるのに必要なカウント値（基準時間情報）を生成する
5 カウンタ回路 49 と、所定角度、例えば 1 度毎にずれた 180 個の計測領域を複数組だけ持ち、カウンタ回路 49 から出力されるカウント値に基づき、位相検出回路 48 から出力される位相差信号が BPSK 変調区間中の位相差信号かどうかを判定するとともに、位相差信号が B
10 P S K 変調区間中の位相差信号であるとき、カウント値に基づき、各計測領域を各々、各組毎に異なる回転速度で回転させながら、位相差信号が 180 個あるどの計測領域内にあるかを判定し、位相差信号が存在する計測領域に対応する出力端子からパルス信号を出力する領域判
15 定回路 50 とを備えている。

さらに、微調 A F C 回路 45 は、周波数分解能 × 位相分解能に応じた数、例えば 1 k H z の分解能で、10 k H z の調整範囲を持つ場合には、10 組、また 10 度間隔で、180 度の幅を持つ場合には、18 個、合計 18
20 0 個の数だけカウンタ回路 51 を持ち、各カウンタ回路 51 毎に、領域判定回路 50 の各出力端子から出力されるパルス信号の数をカウントするカウンタブロック 52 と、このカウンタブロック 52 を構成する各カウンタ回路 51 から出力されるカウント値を相互に比較して、最
25 も大きな値を持つカウント値を出力しているカウンタ回

路 5 1 を判定し、このカウンタ回路 5 1 のカウンタ番号
を出力する最大値判定回路 5 3 と、各カウンタ回路 5 1
の番号（カウンタ番号）と周波数誤差の値とが対にされ
て登録され、最大値判定回路 5 3 からカウンタ番号が出
5 力されたとき、このカウンタ番号に対応する周波数誤差
を示す周波数差信号を生成し、N C O 回路 4 6 から出力
される局部発振信号の周波数を制御する変換 R O M 回路
5 4 とを備えている。

そして、粗調 A F C ブロック 4 から出力されるデジタ
10 ル化された I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバン
ド信号の位相を回転させ、位相調整済み I 軸側ベースバン
ド信号と、Q 軸側ベースバンド信号とを A P C ブロッ
ク 6 に供給しながら、位相調整済み I 軸側ベースバンド
信号の振幅と、Q 軸側ベースバンド信号の振幅とのアー
15 クタンジェントを演算して、位相差信号を生成した後、
この位相差信号が各組毎に異なる回転速度で回転されて
いるどの計測領域にあるかを判定し、この判定結果に基
づき、回転速度、回転角度に応じて各カウンタ回路 5 1
をカウントアップさせる。この後、これらのカウンタ回
20 路 5 1 のカウント値のうち、最も大きな値を持つカウン
ト値を持つカウンタ回路 5 1 の番号に応じた周波数誤差
を示す周波数差信号を生成し、この周波数差信号の値が
ゼロになるように、局部発振信号の周波数を調整し、周
波数差信号の値がゼロになった時点で、局部発振信号の
25 周波数を固定する。

このようにしても、図 8、図 9 に示す微調 A F C 回路 3 1、3 2 と同様に、デジタル伝送信号を生成するときに使用したキャリア信号と、受信回路 1 側で再生したキャリア信号との間に、周波数差があるとき（再生キャリア周波数に離調があると）、これを検出して、粗調 A F C ブロック 4 から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の周波数偏差をゼロにすることができる。

また、図 3 に示す微調 A F C 回路 1 4、図 8 に示す微調 A F C 回路 3 1、図 9 に示す微調 A F C 回路 3 2、図 1 1 に示す微調 A F C 回路 4 5 では、主要な部分を R O M によって構成するようにしているが、高速な D S P （デジタルシグナルプロセッサ）などの素子を使用して、上述した処理を行なうようにしても良い。

このような素子を使用することにより、微調 A F C 回路 1 4、3 1、3 2、4 5 をコンパクトにすることができる。

また、上述した実施の形態においては、微調 A F C ブロック 5、A P C ブロック 6 によって、粗調 A F C ブロック 4 から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の周波数ずれ、位相ずれを検出して、これを個々に補正して、I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の周波数ずれ、位相ずれをゼロにするようにしているが、微調 A F C ブロック 5、A P C ブロック 6 によって、粗調 A F C ブロ

ク 4 から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の周波数ずれ、位相ずれを検出し、この検出結果を粗調 A F C ブロック 4 のスイープジェネレータ回路 7 にフィードバックすることにより、粗調 A F C ブロック 4 から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の周波数ずれ、位相ずれをゼロにするようにしても良い。

このようにしても、上述した実施の形態と同様に、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信再生する際、C N 比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生して、デジタル変調信号に含まれている情報を再生することができる。

そして、低 C N 比時においても、広帯域な周波数引き込み特性を有するキャリア再生を実現することができることから、デジタル衛星放送などにおいて、多少の周波数ドリフトや位相雑音があるものの、安価な周波数変換器の使用を可能にして、受信装置側のコストを大幅に低減させることができる。

また、上述した実施の形態では、各微調 A F C 回路 1 4、3 1、3 2、4 5 を多値化数が少ない変調信号区間で動作させて、再生キャリア信号を生成させるようにし

ているが、これら各微調 A F C 回路 1 4、3 1、3 2、4 5 を上述した受信回路 1 以外の装置やシステム、例えば連続した B P S K 信号によって構成される伝送信号を受信する伝送システムの A F C 回路などに使用しても良い。

このようにすることにより、これら各微調 A F C 回路 1 4、3 1、3 2、4 5 を間欠的に動作させるだけで、入力された変調信号と周波数同期したキャリア信号を再生することができる。

10 図 1 2 は、図 2 に示す微調 A F C 回路として使用される他の微調 A F C 回路のうち、自己相関関数方式の微調 A F C 回路のさらに他の一例を示すブロック図である。

この微調 A F C 回路 5 5 は、局部発振信号を生成するとともに、入力されている周波数差信号に応じて発振周波数を変更、固定する N C O 回路 5 6 と、この N C O 回路 5 6 から出力される局部発振信号に基づき、粗調 A F C ブロック 4 から出力されるデジタル化された I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号の位相を回転させる位相回転回路 5 7 と、回転された I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号に周波数オフセットを与える位相回転回路 5 8 と、この位相回転回路にオフセット周波数データに基づく局部発振信号を与える N C O 回路 5 9 と、位相回転回路 5 8 から出力される I 軸側ベースバンド信号の振幅と Q 軸側ベースバンド信号の振幅とのアークタンジェントを演算して、位相差信号を生

成する位相検出回路 60 と、この位相検出回路 60 から出力される位相差信号の自己相関を求めて相関係数信号を生成する自己相関演算回路 61 と、この自己相関演算回路 61 から出力される自己相関係数信号をフレーム間加算によるアベレージ積分方式などの時系列加算方式などを使用して、何フレームか積分し、雑音の影響を軽減する積分回路 62 と、この積分回路 62 から出力される自己相関係数信号の相関ピークの数のカウントするカウンタ回路（または、自己相関係数信号に現れる周期波形の周期を計測する周期検出回路）63 と、このカウント値または周期に対応した周波数差信号（周波数データ）を生成する周波数データ生成 ROM 64 と、この周波数データ生成 ROM 64 から出力される周波数差信号からオフセット周波数データを減算して NCO 回路 56 に供給する減算回路 65 とを備えている。そして、この微調 AFC 回路 55 は、位相検出回路 60 に入力される I 軸側ベースバンド信号、Q 軸側ベースバンド信号に周波数オフセットを与えることにより、周波数差の絶対値は計測できるが、その極性が判定できない自己相関関数方式でも所望の周波数より低い離調周波数を推定することができる。

上述したように、この微調 AFC 回路 55 によれば、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信再生する際、C/N 比が低いときでも、

間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いて広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生し、デジタル変調信号に含まれている情報を再生することができる。

- 5 上記実施の形態においては、A P Cブロックで使用する、位相誤差検出用の多値化数が少ないデジタル変調信号期間は、4シンボルの長さで、各ブロック毎に設定している。また、微調A F Cブロックで使用する周波数誤差検出用の多値化数が少ないデジタル変調信号期間は、
- 10 196シンボルの長さで、各フレーム毎に設定している。一般に、周波数誤差検出用の変調信号期間は、信号期間を長くして検出周波数誤差の精度を高くする一方、設定間隔は長くてもよく、位相誤差検出用の変調信号期間は、設定間隔を狭くして、早い位相誤差変動に追従できるようにする一方、その信号期間は短くてもよい。しかし、
- 15 位相誤差検出用の変調信号、および周波数誤差検出用の変調信号の信号期間の長さ、設定間隔、更には、位相誤差検出用と周波数誤差検出用に別々の変調信号期間を設定するのか、同じ変調信号期間で共用するのかなどについては、要求される周波数引き込み範囲、引き込み速度、
- 20 受信C N比、残留位相誤差などに依存するため、異なる実施の形態において、異なる態様をとることについては言及するに及ばない。

産業上の利用可能性

- 25 以上説明したように本発明の各A F C回路によれば、

入力信号中に含まれるキャリア再生に供することが可能な基準信号または多値化数の少ない変調信号期間が短いときにも、また入力信号にノイズが混入しているときにも、擬似同期などが発生しないようにしながら、入力信号に同期したキャリア信号を再生することができる。

また、本発明の各キャリア再生回路よれば、多値化数の異なる変調信号を時分割で伝送し、これを受信再生する際、C/N比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生することができる。

更に、本発明の各受信装置によれば、一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信再生する際、C/N比が低いときでも、間欠的に得られる位相、周波数誤差情報を用いてキャリア同期を行ない、これによって広い周波数引き込み範囲で、安定的にキャリア信号を再生し、デジタル変調信号に含まれている情報を再生することができる。

請 求 の 範 囲

1. 2つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出結果に基づき、前記各入力信号間の周波数差をゼロにするAFC回路において、

入力信号間の位相差を検出し、この位相差またはこの位相差の時間微分値に基づき、周波数補正信号を生成する周波数差検出部と、

この周波数差検出部から出力される周波数補正信号に基づき、前記入力信号の位相を回転させて、前記入力信号間の周波数差をゼロにする周波数差補正部と、

を備えたことを特徴とするAFC回路。

2. 2つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出結果に基づき、前記各入力信号間の周波数差をゼロにするAFC回路において、

前記入力信号間の位相差を検出し、この位相差の自己相関係数を演算する相関演算部と、

この相関演算部によって得られる自己相関係数波形のピーク数をカウントし、このカウント結果に基づき、前記入力信号の位相を回転させて、前記入力信号間の周波数差をゼロにする周波数差補正部と、

を備えたことを特徴とするAFC回路。

3. 2つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出

結果に基づき、前記各入力信号間の周波数差をゼロにする A F C 回路において、

前記入力信号間の位相差を検出し、この位相差の時間変化波形の自己相関係数を演算する相関演算部と、

- 5 この相関演算部によって得られる自己相関係数波形に現れる周期的波形の平均周期を求め、この平均周期に基づき、前記入力信号間の位相を回転させて、前記入力信号の周波数差をゼロにする周波数差補正部と、

を備えたことを特徴とする A F C 回路。

10

4. 2つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出結果に基づき、前記各入力信号間の周波数差をゼロにする A F C 回路において、

- 15 前記入力信号間の位相差を検出し、この位相差に基づき、各信号点が位相面のどの領域に含まれているかを判定する領域判定部と、

この領域判定部の判定結果を各位相毎、および設定した周波数に対応する回転速度で回転する判定領域毎にカウントし、このカウント結果に基づき、前記入力信号の
20 位相を回転させて、前記入力信号間の周波数差をゼロにする周波数差補正部と、

を備えたことを特徴とする A F C 回路。

5. 受信信号を直交復調して得られる I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号よりキャリア信号
25 ンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号よりキャリア信号

を再生するキャリア再生回路において、

再生キャリア信号によって受信信号を直交復調して得られた前記 I 軸側信号、前記 Q 軸側信号より再生キャリア信号と受信信号の位相差を検出し、この位相差または
5 この位相差の微分値に基づき、周波数補正信号を生成する周波数差検出部と、

この周波数差検出部から出力される周波数補正信号に基づき、前記再生キャリア信号の周波数を制御し、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数差をゼロにする周波数差補正部と、
10

を備えたことを特徴とするキャリア再生回路。

6. 受信信号を直交復調して得られる I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号よりキャリア信号を再生するキャリア再生回路において、
15

再生キャリア信号によって受信信号を直交復調して得られた前記 I 軸側信号、前記 Q 軸側信号より再生キャリア信号と受信信号の位相差を検出し、この位相差の自己相関係数を演算する相関演算部と、

20 この相関演算部によって得られる自己相関係数波形のピークをカウントし、このカウント結果に基づき、前記再生キャリア信号の周波数を制御し、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数差をゼロにする周波数差補正部と、

25 を備えたことを特徴とするキャリア再生回路。

7. 受信信号を直交復調して得られる I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号よりキャリア信号を再生するキャリア再生回路において、

5 再生キャリア信号によって受信信号を直交復調して得られた前記 I 軸側ベースバンド信号、前記 Q 軸側ベースバンド信号より再生キャリア信号と受信信号の位相差を検出し、この位相差の自己相関係数を演算する相関演算部と、

10 この相関演算部によって得られる自己相関係数波形に現れる周期的波形の平均周期を求め、この平均周期に基づき、前記再生キャリア信号の周波数を制御して、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数差をゼロにする周波数差補正部と、

15 を備えたことを特徴とするキャリア再生回路。

8. 受信信号を直交復調して得られる I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号よりキャリア信号を再生するキャリア再生回路において、

20 再生キャリア信号によって受信信号を直交復調して得られた前記 I 軸側信号、前記 Q 軸側信号より再生キャリア信号と受信信号の位相差を検出し、この位相差に基づき、各信号点が位相面のどの領域に含まれているかを判定する領域判定部と、

25 この領域判定部の判定結果を各位相毎、および設定し

た周波数に対応する回転速度で回転する判定領域毎にカウントし、このカウント結果に基づき、前記再生キャリア信号の周波数および位相を制御し、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数差および位相差をゼロにする周波数差／位相差補正部と、

を備えたことを特徴とするキャリア再生回路。

9. 受信信号を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とに基づき、キャリア信号を再生するとともに、前記I軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とを復号して情報を再生する受信装置において、

一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信し、

このデジタル変調信号の前記基準信号期間または前記デジタル変調信号期間において得られる位相、周波数誤差情報を用いて、キャリア同期を確立する、

ことを特徴とする受信装置。

20

10. 受信信号を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とに基づき、キャリア信号を再生するとともに、前記I軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とを復号して情報を再生する受信装置において、

25

一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信し、

このデジタル変調信号の前記基準信号期間または前記
5 デジタル変調信号期間によって得られる、再生キャリア周波数と受信信号のキャリア周波数との差を検出し、この検出結果に基づき、AFC機能または擬似同期防止機能の少なくともいずれか一方の機能を実現する、
10 ことを特徴とする受信装置。

10

1 1 . 請求の範囲第 1 0 項に記載の受信装置において、
周波数非同期状態になっているとき、受信信号の基準
信号期間または多値化数の少ない変調信号期間の位相変
化を観測して得られる位相の時間微分値または変化の 1
15 次傾斜から得られる離調周波数情報に基づき、再生キャリア周波数を制御する、
ことを特徴とする受信装置。

1 2 . 請求の範囲第 1 0 項に記載の受信装置において、
20 周波数非同期状態になっているとき、受信信号の基準
信号期間または多値化数の少ない変調信号期間の位相変
化を観測して得られる位相変化曲線における自己相関係
数波形の周期性に基づき、離調周波数を推定し、この推
定動作で得られる離調周波数情報に基づき、再生キャリ
25 ア周波数を制御する、

ことを特徴とする受信装置。

13. 請求の範囲第12項に記載の受信装置において、再生キャリア周波数を予め低い周波数に設定して、所望の周波数に対する自己相関係数波形に現われる波形の周波数または相関ピークの数にオフセットを与え、所望の周波数より低い離調周波数を推定することを可能とする、

ことを特徴とする受信装置。

10

14. 請求の範囲第12項に記載の受信装置において、多値化数の少ない変調期間における信号の位相点の統計的な性質に基づき、キャリア同期確立の有無を検出し、この検出結果に基づき、周波数変換を行なうのに使用される局部発振器の発振周波数スweepを停止させる、

15

ことを特徴とする受信装置。

15. 受信信号を直交復調して得られるI軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とに基づき、キャリア信号を再生するとともに、前記I軸側ベースバンド信号と、Q軸側ベースバンド信号とを復号して情報を再生する受信装置において、

20

一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信して受信信号を得る受信部と、

25

再生キャリア信号によって前記受信信号を直交復調して得られた前記 I 軸側ベースバンド信号、前記 Q 軸側ベースバンド信号より再生キャリア信号と受信信号との位相差を検出し、この位相差に基づき、各信号点が位相面のどの領域に含まれているかを判定する領域判定部と、

この領域判定部の判定結果を各位相毎、および設定した周波数に対応する回転速度で回転する判定領域毎にカウントし、このカウント結果に基づき、前記再生キャリア信号の周波数を制御し、前記受信信号と再生キャリア信号との間の周波数差および位相差をゼロにする周波数差／位相差補正部と、

を有するキャリア再生回路を具備して A F C 機能または擬似同期防止機能の少なくともいずれか一方の機能を実現する、

15 ことを特徴とする受信装置。

補正書の請求の範囲

[1999年2月12日(12.02.99)国際事務局受理:出願当初の請求の範囲1は取り下げられた;出願当初の請求の範囲12及び13は補正された;他の請求の範囲は変更なし。(3頁)]

1. (削除)

5

10

2. 2つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出
15 結果に基づき、前記各入力信号間の周波数差をゼロにするAFC回路において、

前記入力信号間の位相差を検出し、この位相差の自己相関係数を演算する相関演算部と、

この相関演算部によって得られる自己相関係数波形の
20 ピーク数をカウントし、このカウント結果に基づき、前記入力信号の位相を回転させて、前記入力信号間の周波数差をゼロにする周波数差補正部と、

を備えたことを特徴とするAFC回路。

25 3. 2つの入力信号間の周波数差を検出し、この検出

一定時間間隔でキャリア再生に供する基準信号期間または多値化数の少ないデジタル変調信号期間を設けたデジタル変調信号を受信し、

このデジタル変調信号の前記基準信号期間または前記
5 デジタル変調信号期間によって得られる、再生キャリア周波数と受信信号のキャリア周波数との差を検出し、この検出結果に基づき、AFC機能または擬似同期防止機能の少なくともいずれか一方の機能を実現する、

ことを特徴とする受信装置。

10

1 1 . 請求の範囲第10項に記載の受信装置において、

周波数非同期状態になっているとき、受信信号の基準
信号期間または多値化数の少ない変調信号期間の位相変
化を観測して得られる位相の時間微分値または変化の1
15 次傾斜から得られる離調周波数情報に基づき、再生キャリア周波数を制御する、

ことを特徴とする受信装置。

1 2 . (補正後) 請求の範囲第10項に記載の受信装
20 置において、

周波数非同期状態になっているとき、受信信号の基準
信号期間または多値化数の少ない変調信号期間の位相変
化を観測して得られる位相変化曲線における自己相関係
数波形に現れる周期的波形の平均周期を求め、この平均
25 周期に基づき、離調周波数を推定し、または、波形のピ

ーク数をカウントし、このカウント結果に基づき、離調周波数を推定し、この推定動作で得られる離調周波数情報に基づき、再生キャリア周波数を制御する、

ことを特徴とする受信装置。

5

1 3 . (補正後) 請求の範囲第 1 2 項に記載の受信装置において、

再生キャリア周波数を予め低い周波数に設定して、所望の周波数に対する自己相関係数波形に現われる周期的
10 波形の平均周期、または、相関ピークの数にオフセットを与え、所望の周波数より低い離調周波数を推定することを可能とする、

ことを特徴とする受信装置。

15 1 4 . 請求の範囲第 1 2 項に記載の受信装置において、

多値化数の少ない変調期間における信号の位相点の統計的な性質に基づき、キャリア同期確立の有無を検出し、この検出結果に基づき、周波数変換を行なうのに使用される局部発振器の発振周波数スweepを停止させる、

20 ことを特徴とする受信装置。

1 5 . 受信信号を直交復調して得られる I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号とに基づき、キャリア信号を再生するとともに、前記 I 軸側ベースバンド信号と、Q 軸側ベースバンド信号とを復号して情報を
25

図1

- 信号A : SYNC(UW)
- 信号B : BPSK信号期間(搬送波周波数同期用)
- 信号C : BPSK信号期間(搬送波位相同期用)
- 信号D : 多値化信号期間

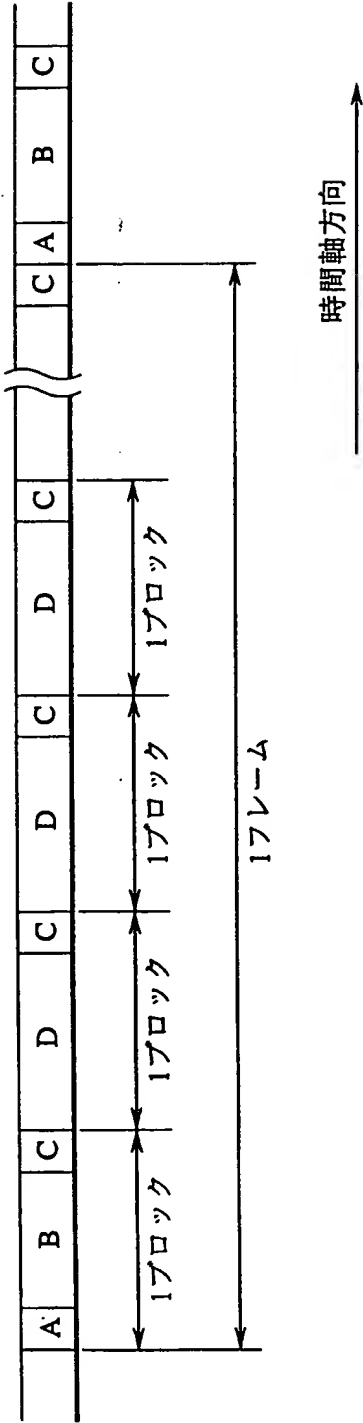
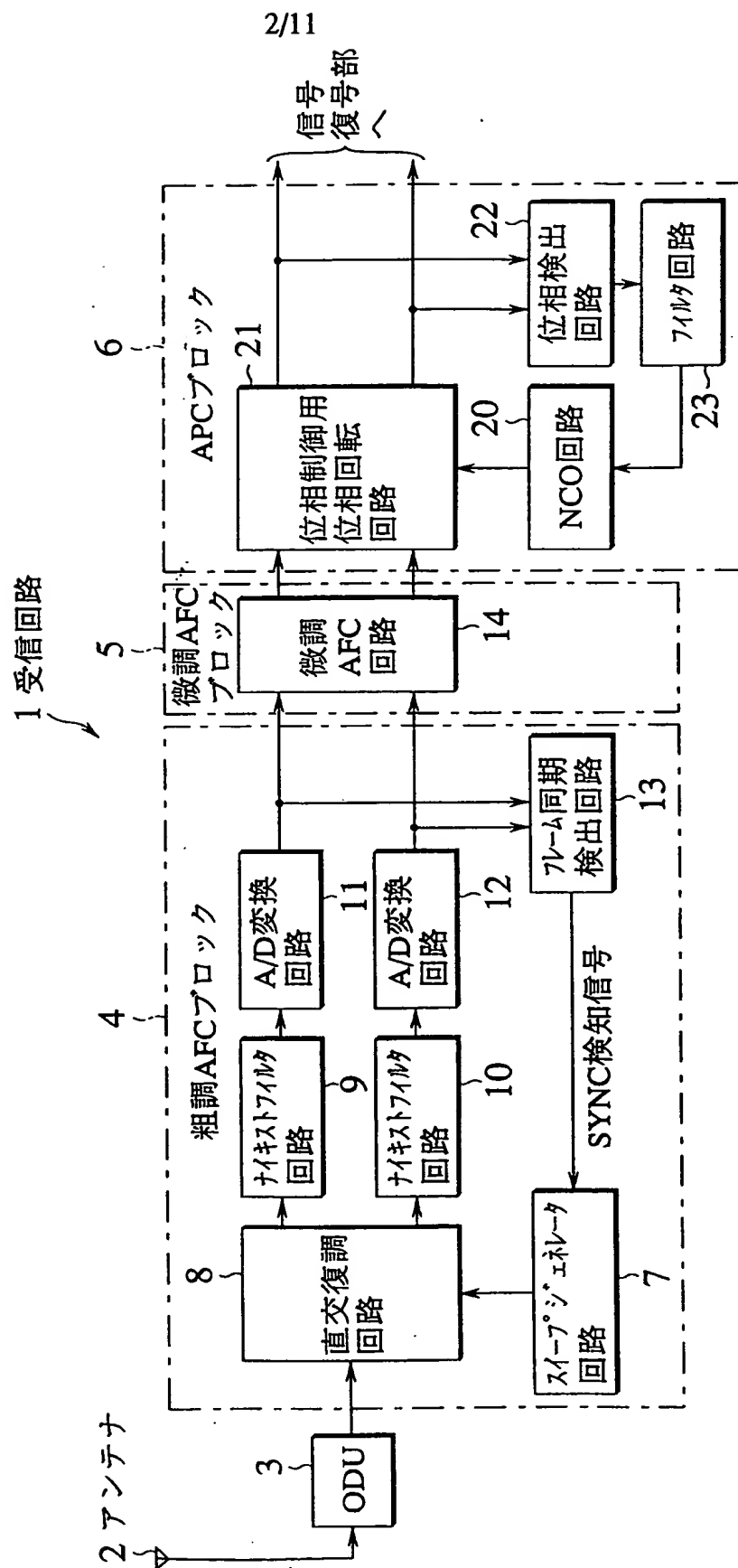
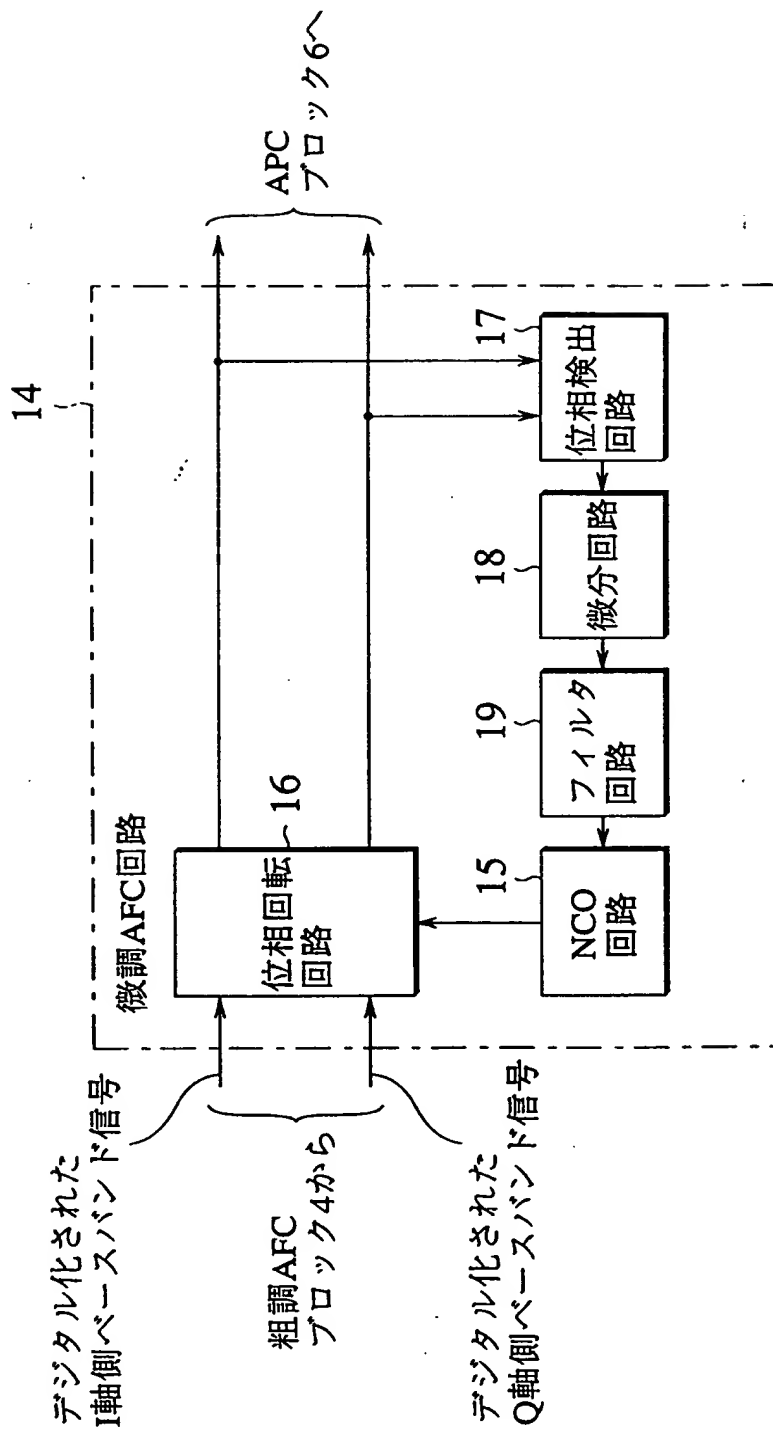


図2



3/11

図3



4/11

図4

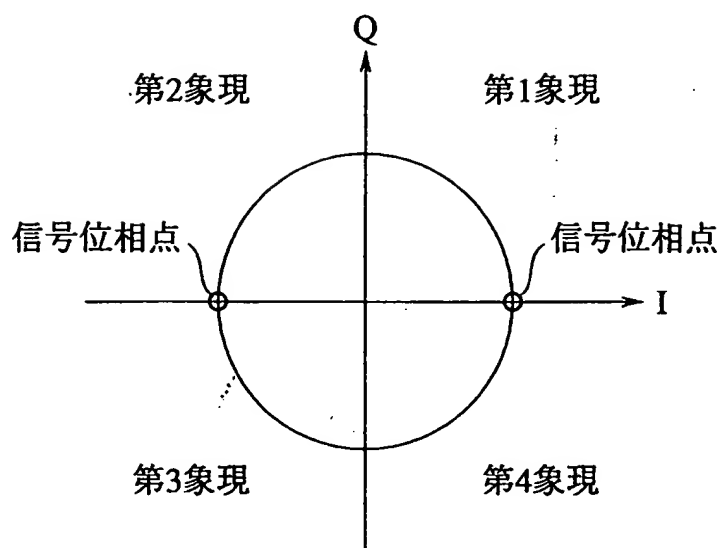
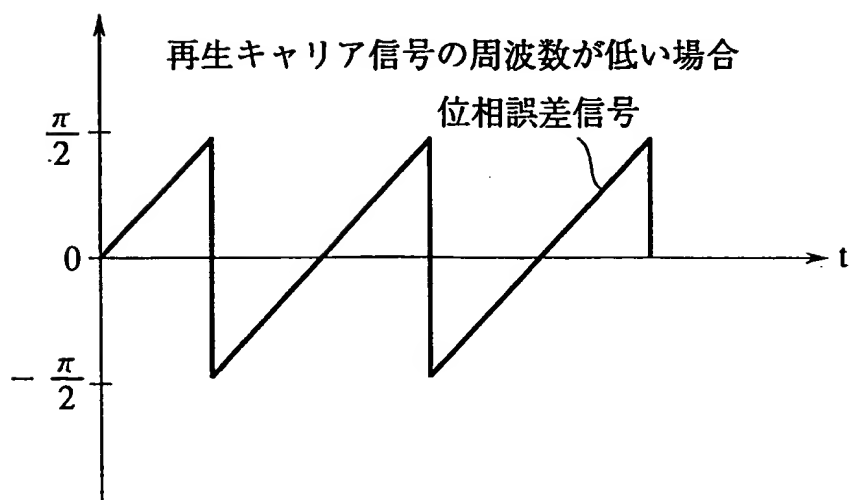
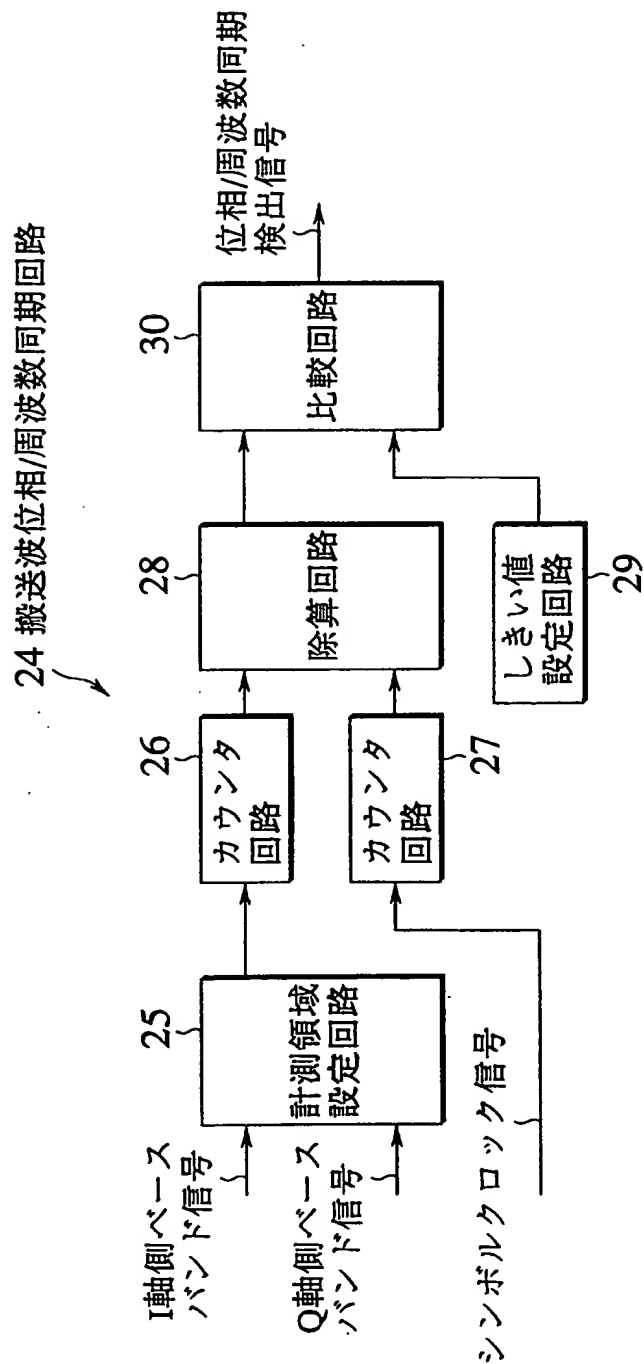


図5



5/11

図6



6/11

図7

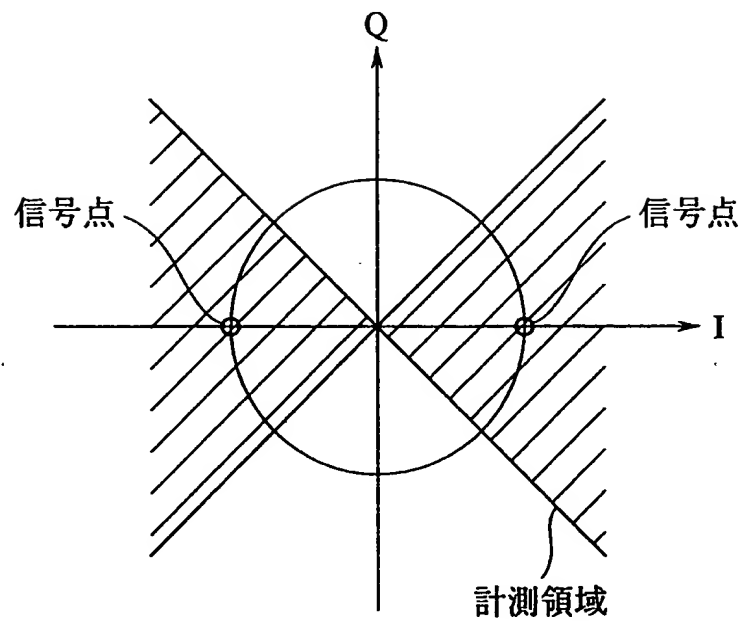


図8

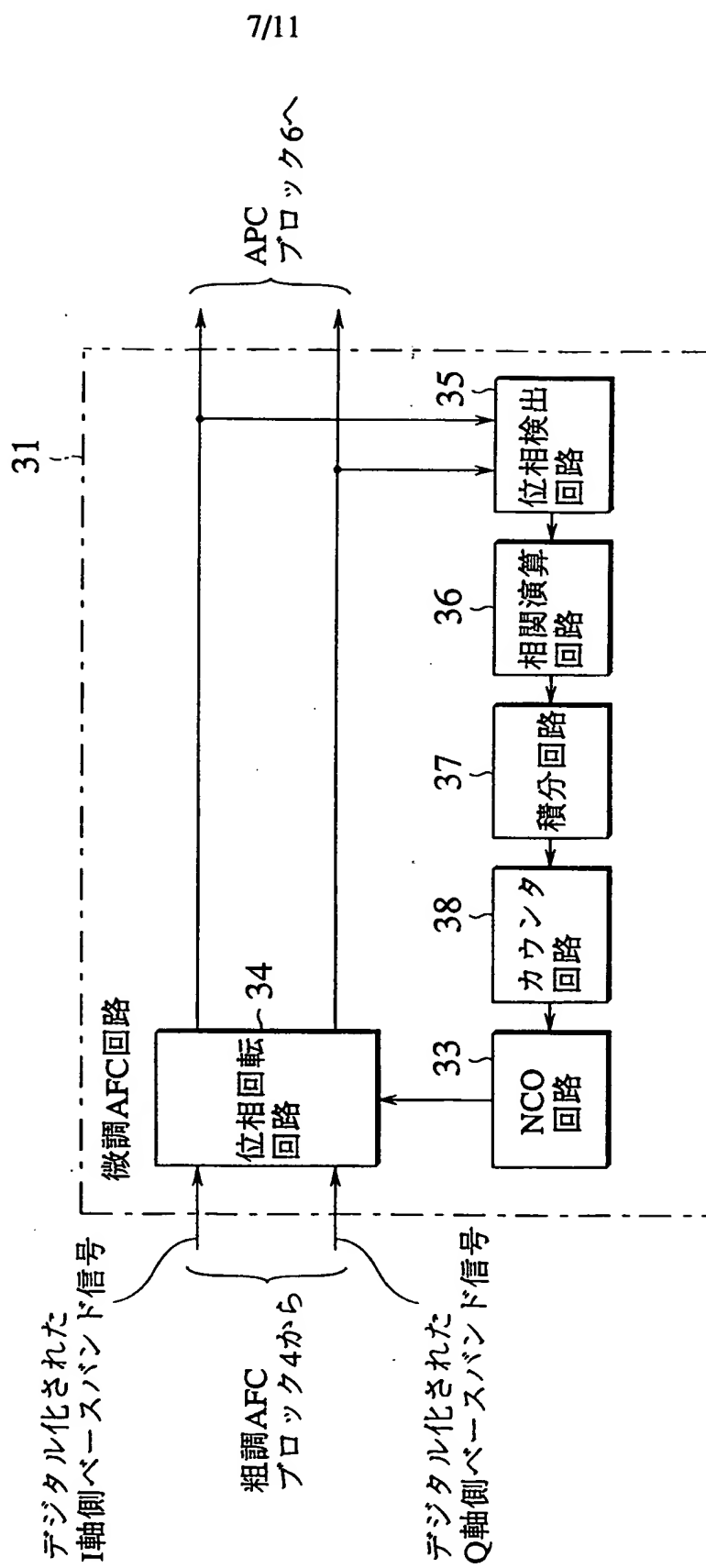
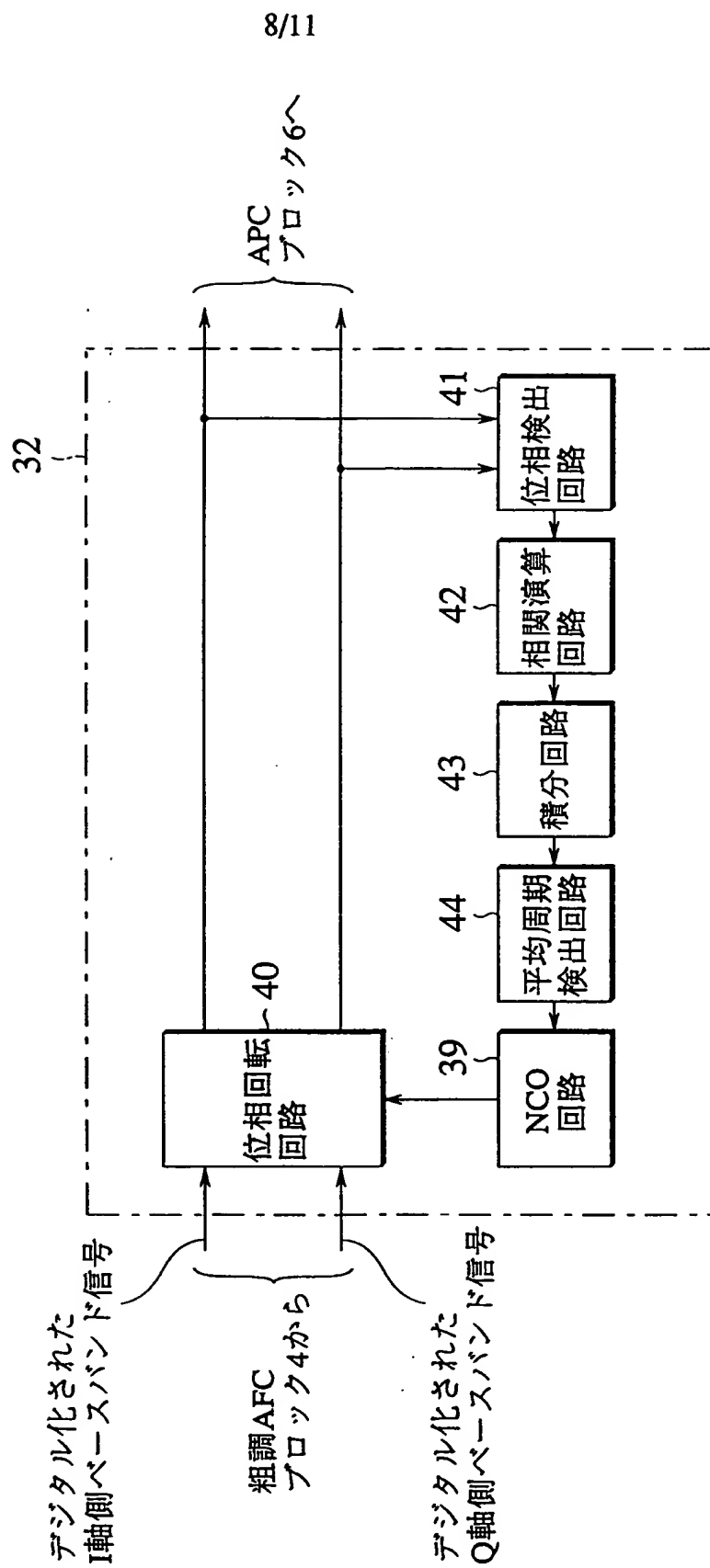


図9



9/11

図10A

同期している場合

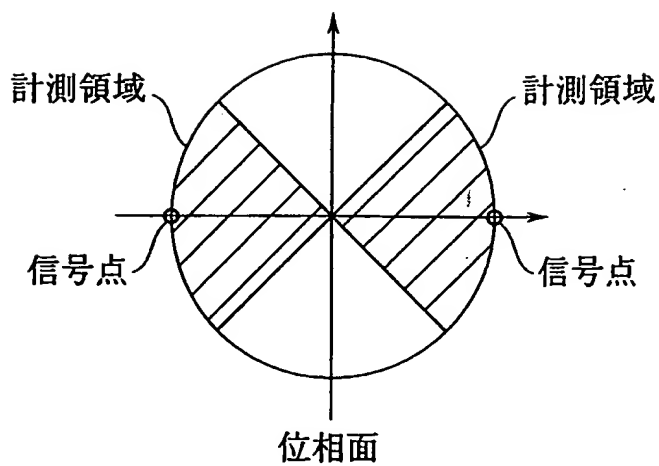


図10B

再生キャリア周波数が低い場合

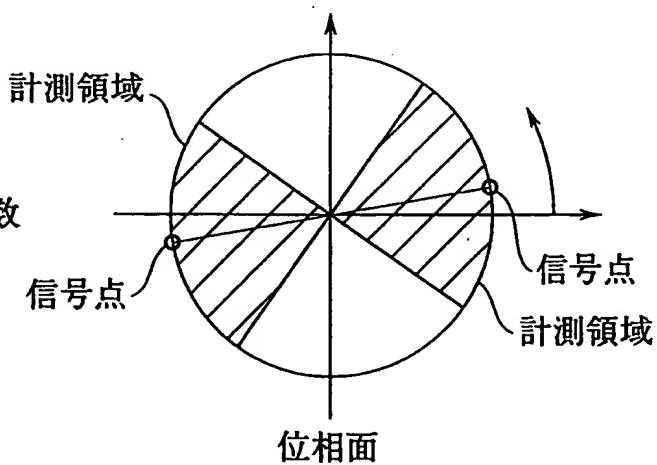
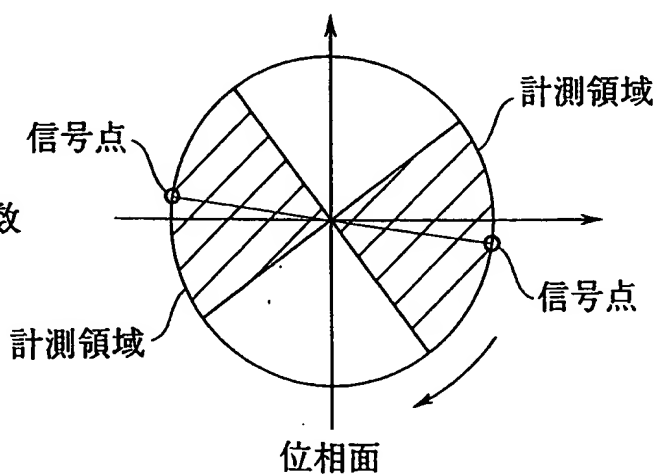


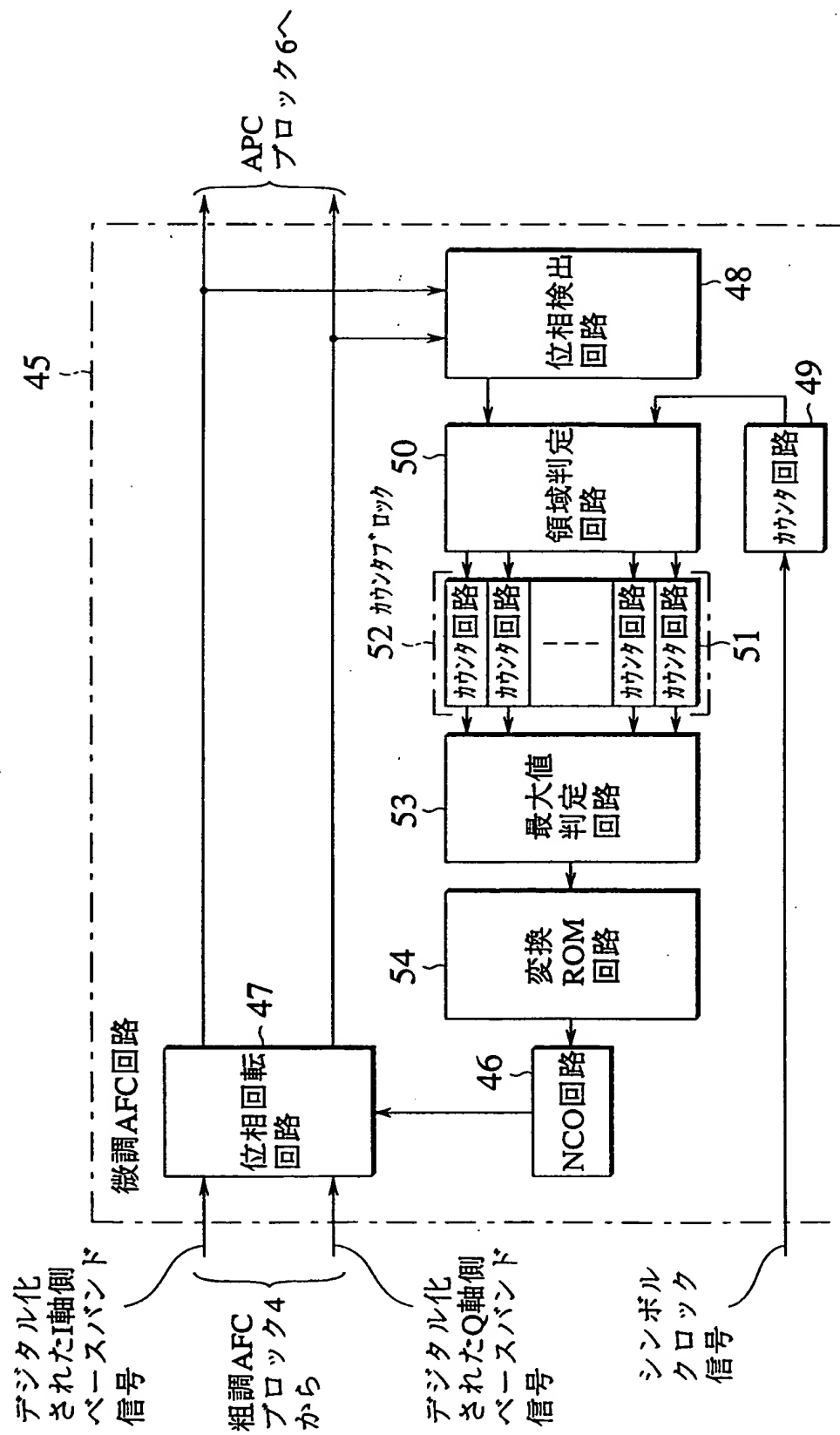
図10C

再生キャリア周波数が高い場合

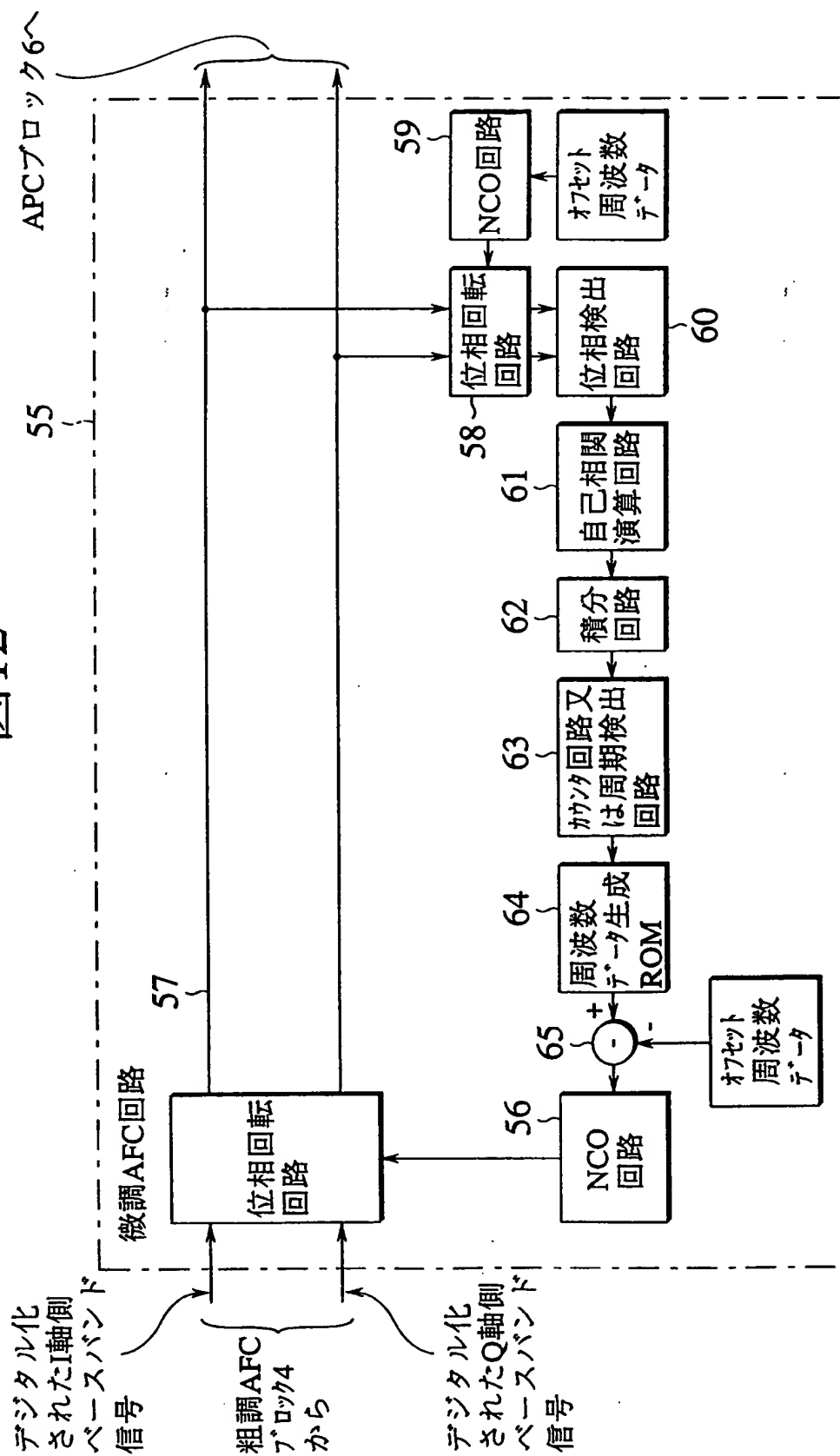


10/11

図11



12



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP98/04206

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁶ H04L27/22, H04N5/455

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁶ H04L27/00-38, H04N5/455

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1940-1998

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-1998

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y	JP, 5-211535, A (Fujitsu Ltd.), 20 August, 1993 (20. 08. 93), Page 3, column 4, line 30 to page 4, column 5, lines 6, 25 to 39 ; Figs. 1, 3 & US, 5373247, A	1, 5 11
X Y	JP, 8-307408, A (Motorola, Inc.), 22 November, 1996 (22. 11. 96), Figs. 1, 2 & GB, 2300093, A	2, 3, 6, 7 12
X	JP, 6-276244, A (Matsushita Communication Industrial Co., Ltd.), 30 September, 1994 (30. 09. 94), Figs. 1, 3 (Family: none)	4, 8
X Y	JP, 63-234759, A (Hitachi, Ltd.), 30 September, 1988 (30. 09. 88), Fig. 1 & US, 4856027, A	9, 10 11, 12

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
2 December, 1998 (02. 12. 98)Date of mailing of the international search report
15 December, 1998 (15. 12. 98)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP98/04206

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP, 8-335959, A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 17 December, 1996 (17. 12. 96), Page 23, column 44, line 38 to page 26, column 49, line 21 ; page 29, column 56, line 42 to page 30, column 57, line 10 ; Figs. 18 to 20, 31 & EP, 689324, A2	1-15

国際調査報告

国際出願番号 PCT/J P 98/04206

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁶ H 0 4 L 2 7 / 2 2, H 0 4 N 5 / 4 5 5

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁶ H 0 4 L 2 7 / 0 0 - 3 8, H 0 4 N 5 / 4 5 5

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1940-1998年
日本国公開実用新案公報 1971-1998年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X Y	J P, 5-211535, A (富士通株式会社), 20. 8月. 1993 (20. 08. 93), 第3頁第4欄第30行-第4頁第5欄第6行, 第4頁第5欄第25行-第39行, 図1, 図3 & US, 5373247, A	1, 5 11
X Y	J P, 8-307408, A (モトローラ・インコーポレイテッド), 22. 11月. 1996 (22. 11. 96), 図1, 図2 & GB, 2300093, A	2, 3, 6, 7 12
X	J P, 6-276244, A (松下通信工業株式会社), 30. 9月. 1994 (30. 09. 94), 図1, 図3 (ファミリーなし)	4, 8

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

02. 12. 98

国際調査報告の発送日

15.12.98

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

北村 智彦

5K

9297

電話番号 03-3581-1101 内線 3558

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X Y	J P, 63-234759, A (株式会社日立製作所), 30. 9 月. 1988 (30. 09. 88), 第1図&US, 485602 7, A	9, 10 11, 12
A	J P, 8-335959, A (松下電器産業株式会社), 17. 1 2月. 1996 (17. 12. 96), 第23頁第44欄第38行 -第26頁第49欄第21行, 第29頁第56欄第42行-第30 頁第57欄第10行, 図18, 図19, 図20, 図31&EP, 6 89324, A2	1-15